

RADIO PLANS
ELECTRONIQUE Loisirs
ISSN 0033 7668
N° 450 Mai 1985
14 f
Réalisez
Le « métro » un mini ampli guitare
Un variateur de vitesse
Un micro HF
µ informatique
Ordinateurs et calculs d'atténuateurs
Le supplément
Micro et Robots
Belgique: 97 FB - Suisse: 4 FS - Canada $: 2 - Espagne: 220 Pesetas - Tunisie: 1,38 Dinar
T 2438 - 450 - 14,00 F
VARIATEUR ELECTRONIQUE DE SECURITE
FUSE
OFF
VARIATION
Mini - Métro
Volume
Graves
Aigues
Gain
Low
High

SOMMAIRE

N° 450 MAI 1985

Réalisation

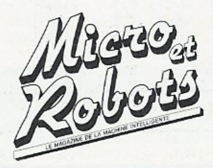


Technique

Ont participé à ce numéro:
J. Alary, M. Barthou, C. Bergerot, S. Bresnu, J. Ceccaldi, C. Couillec, Crescas, F. de Dieuleveult, G. de Dieuleveult, G. Ginter, P. Gueulle, M.-A. de Jacquelot, J. Lassus, B. Lorry, C. de Maury, M. Rateau, R. Rateau, J. Sabourin.

Micro·Informatique

Divers



Carte interface 8 sorties

Les techniques d'interfaçage sont maintenant bien connues, mais pour un micro-ordinateur donné on vous proposera dans la plupart des cas, un type d'interface utilisable sur une adresse unique. Ceci pose un problème lors de l'utilisation de plusieurs interfaces en parallèle. C'est ce problème que nous allons aborder. Notons tout de même que nous avons traité ce sujet avec un micro-ordinateur particulier, bien connu de nos lecteurs : l'ORIC 1. Toutefois rien n'empêche l'adaptation de l'interface à un autre micro.



Des solutions !

Il en existe au moins deux :

1) Si vous possédez déjà des interfaces, vous prenez votre fer à souder et vous modifiez la logique de la carte (pas très classe !).

2) Si vous ne possédez pas encore de carte, le plus simple est de réaliser vous-même une carte adressable à volonté.

C'est cette solution plus satisfaisante que nous avons retenue, et dont nous allons vous exposer le principe, et le montage sous forme de schémas.

Les microprocesseurs les plus souvent employés dans les micro-ordinateurs sont le 6502 pour ORIC 1, ATMOS, APPLE, etc. et le Z 80 pour les SINCLAIR, PHILIPS, et beaucoup de micros japonais.

Ces microprocesseurs délivrent les adresses sous la forme d'un BUS de 16 BITS. Nous avons décidé que la carte pourra être adressée, des adresses 0 à 255. Il faudra dès lors comparer l'adresse de la carte (8 BITS) à l'adresse du BUS (16 BITS). Pour l'adressage de la carte nous allons utiliser des micro-interrupteurs qui, en position ouverte, correspondront à un niveau logique haut (ce niveau logique haut sera assuré par une résistance de rappel au +5 V alimentation, de valeur 2,2 kΩ) et à un niveau bas en position fermée voir **figure 1**.

Maintenant que le principe d'adressage de la carte est établi, la comparaison de l'adresse du BUS et de l'adresse de cette carte est elle aussi à détailler.

Comparaison

Le Bus délivre ses adresses en mots de 16 bits alors que, l'adresse de la carte est codée sur 8 BITS. Il faudra décomposer le BUS en deux grouges de 8 BITS chacun ; un groupe de 8 bits de poids fort, un groupe de 8 bits de poids faible. Les 8 bits de poids faible seront comparés avec l'adresse de la carte, en comparant BIT à BIT. Simultanément, on testera les 8 bits de poids fort pour savoir s'il sont bien à zéro. Ces résultats obtenus, nous stockerons les données.

La **figure 2** donne le schéma synoptique du processus de comparaison.

Stockage des données

Pour stocker les données, nous ferons appel à un « Latch » qui stocke les informations dès qu'il reçoit une impulsion d'horloge. Cette impulsion sera matérialisée par la réunion des deux conditions exprimées ci-dessus. Un problème de synchro-

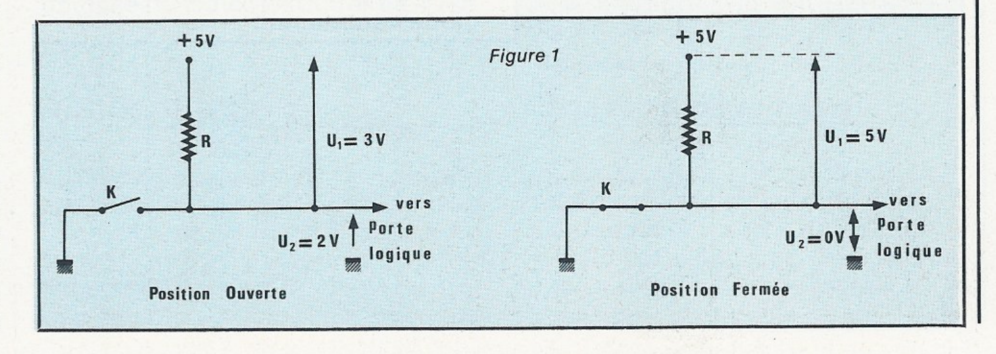


Figure 1

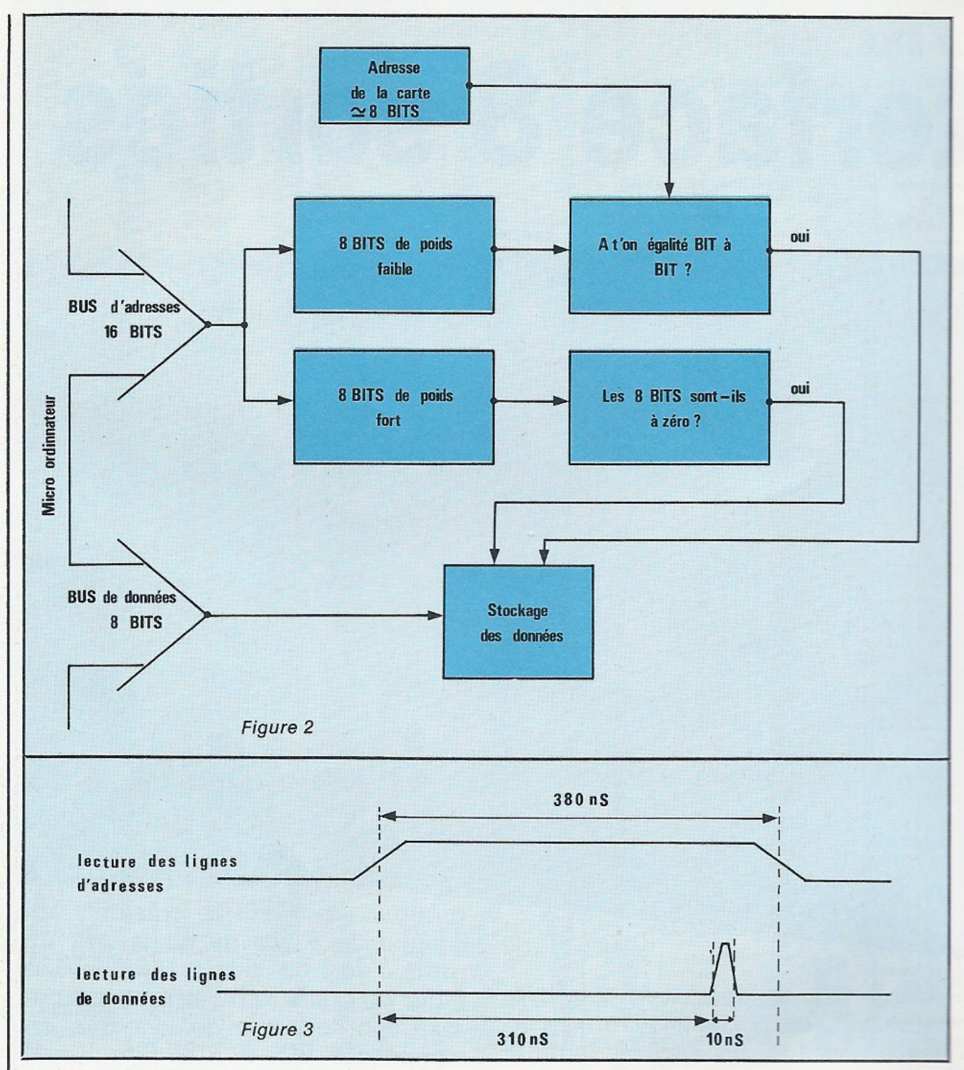


Figure 2

Figure 3

nisme se pose alors, le BUS d'adresse n'arrive pas simultanément avec le BUS de données ainsi que nous le voyons sur le chronogramme de la **figure 3.** Pour un bon stockage de données, il sera nécessaire de retarder l'impulsion d'horloge. Pour y arriver nous réaliserons un intégrateur.

Un réseau RC avec condensateur à la masse remplit très bien ce rôle.

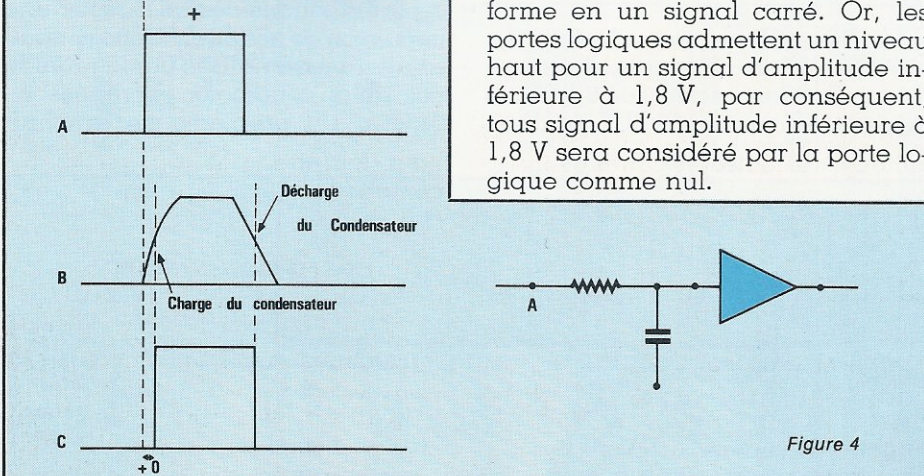


Figure 4

Afin de bien en saisir le fonctionnement, nous allons le détailler à la **figure 4.**

Au point A : le signal d'horloge sera un signal carré d'amplitude 5 V pendant un temps T.

Au point B : le signal est déformé en raison de la charge puis de la décharge du condensateur. L'amplitude est plus faible à cause de la résistance.

Au point C : Le signal passe d'abord dans un buffer qui le transforme en un signal carré. Or, les portes logiques admettent un niveau haut pour un signal d'amplitude inférieure à 1,8 V, par conséquent, tous signal d'amplitude inférieure à 1,8 V sera considéré par la porte logique comme nul.

Nous retarderons ainsi le signal d'horloge d'un temps T_0 que nous calculerons en sachant que la courbe de charge du condensateur va suivre la fonction : $f_c = V(1 - e^{-t/RC})$ et la courbe de décharge va suivre la fonction :
$f_d = V/e^{-t/RC}$).

Restitution des données

La restitution des données est automatique. Le « Latch » restituera les données jusqu'à ce que nous stockions d'autres données. Pour matérialiser les données, nous utiliserons des diodes électroluminescentes. Une diode allumée équivaut à un niveau 1 ; une diode éteinte équivaut à un niveau 0. A chaque diode correspond une puissance de 2. La lecture du résultat se fait en affectant à chaque diode allumée la puissance de 2 correspondante.

Le schéma complet de notre carte est donné **figure 5.**

Réalisation

Le montage prend place sur un circuit imprimé dont le tracé est donné à la **figure 6,** l'implantation des composants est visible à la **figure 7** on notera le nombre important de straps, (nous n'avons pas souhaité avoir recours au double face), la **figure 8** nous renseigne également sur la place de straps isolés qui seront soudés côté cuivre. Les bus d'adresses et le bus de données sont reliés par l'intermédiaire d'un câble plat en nappe au connecteur compatible ORIC. Le brochage de ce connecteur est donné à la **figure 9.** Aucun schéma d'alimentation 5 V n'est donné, car de nombreuses versions ont été décrites dans la revue, les plus simples utilisant un régulateur intégré de type 7805. Cette alimentation est nécessaire, celle de l'ORIC ne pouvant fournir le courant absorbé par la carte.

Comment utiliser l'interface

Pour illustrer notre propos, nous utiliserons un exemple :

1re phase : Connecter l'interface au micro-ordinateur, l'alimenter et relier la masse de l'ordinateur à la masse de la carte d'interface.

2e phase : choisir une adresse x (pour notre exemple x = 27) le codage de la carte se fera avec les mi-

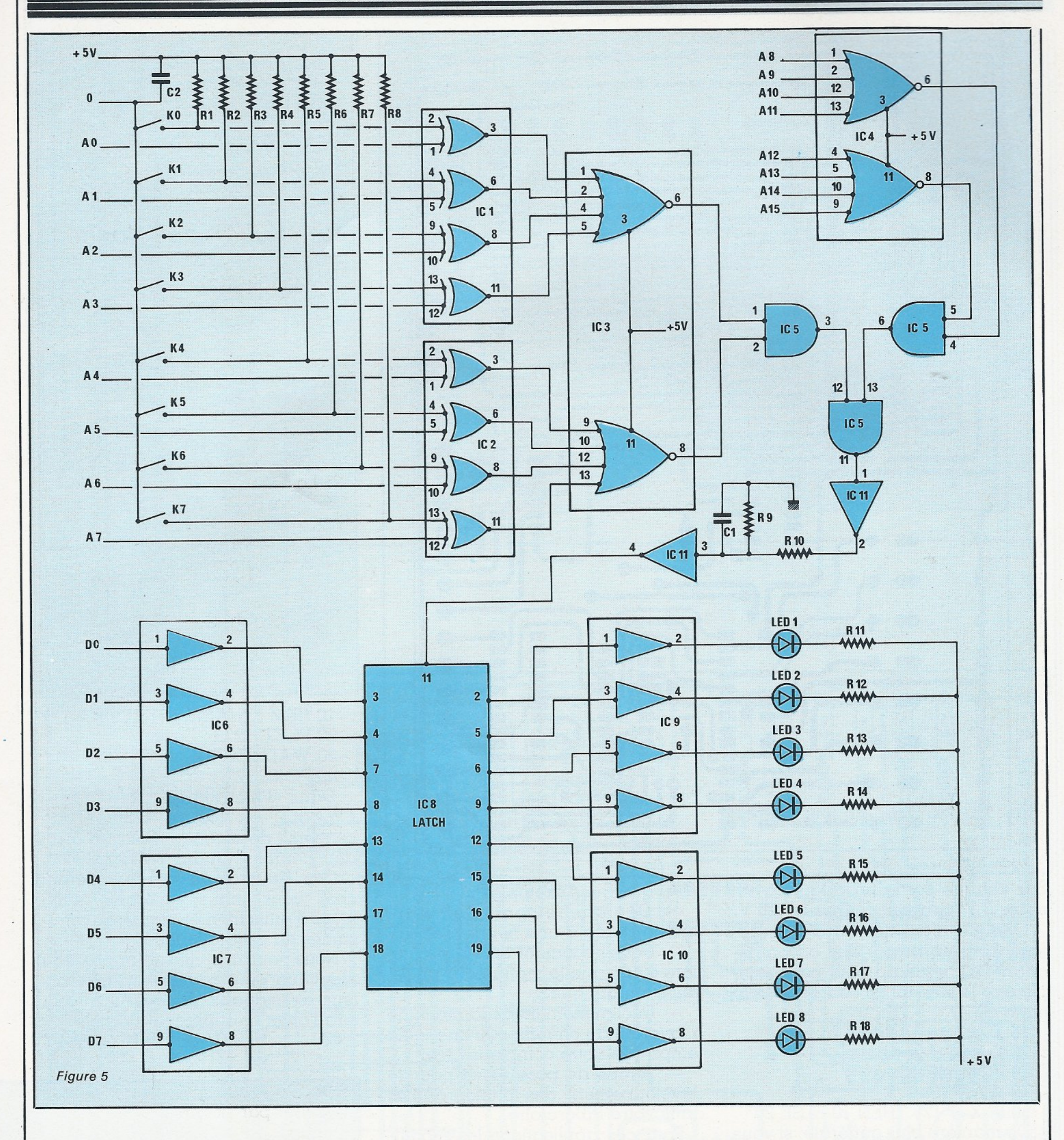


Figure 5

cro-interrupteurs. Le chiffre 27 se codera ainsi :
$27 = 2^0 + 2^1 + 2^3 + 2^4$, par conséquent K_0 K_1, K_3, K_4 seront en position ouverte et tous les autres interrupteurs en position fermée.

3e **phase** ; écrire dans la mémoire du microprocesseur à l'adresse x un nombre à l'aide d'un « POKE ». Pour notre exemple, POKE 27, 142. Dans ce cas les diodes doivent s'allumer et on aura :
$142 = 2^1 + 2^2 + 2^3 + 2^7$ et les diodes LED_2, LED_3, LED_4 LED_8 devront être allumées et toutes les autres éteintes.

Applications

Nous allons donner ici quelques exemples d'utilisation. La liste n'est en aucun cas exhaustive mais nous faisons confiance à votre florissante imagination pour trouver d'autres applications. Nous nous limiterons aujourd'hui à deux applications et nous fournirons le soft qui les accompagne.

Chenillard de lumière

Comme vous avez pu le constater nous avons stocké le complément à 255 dans le « Latch » afin de lire le résultat sur les diodes. Pour obtenir un chenillard il est nécessaire de faire une autre petite modification.

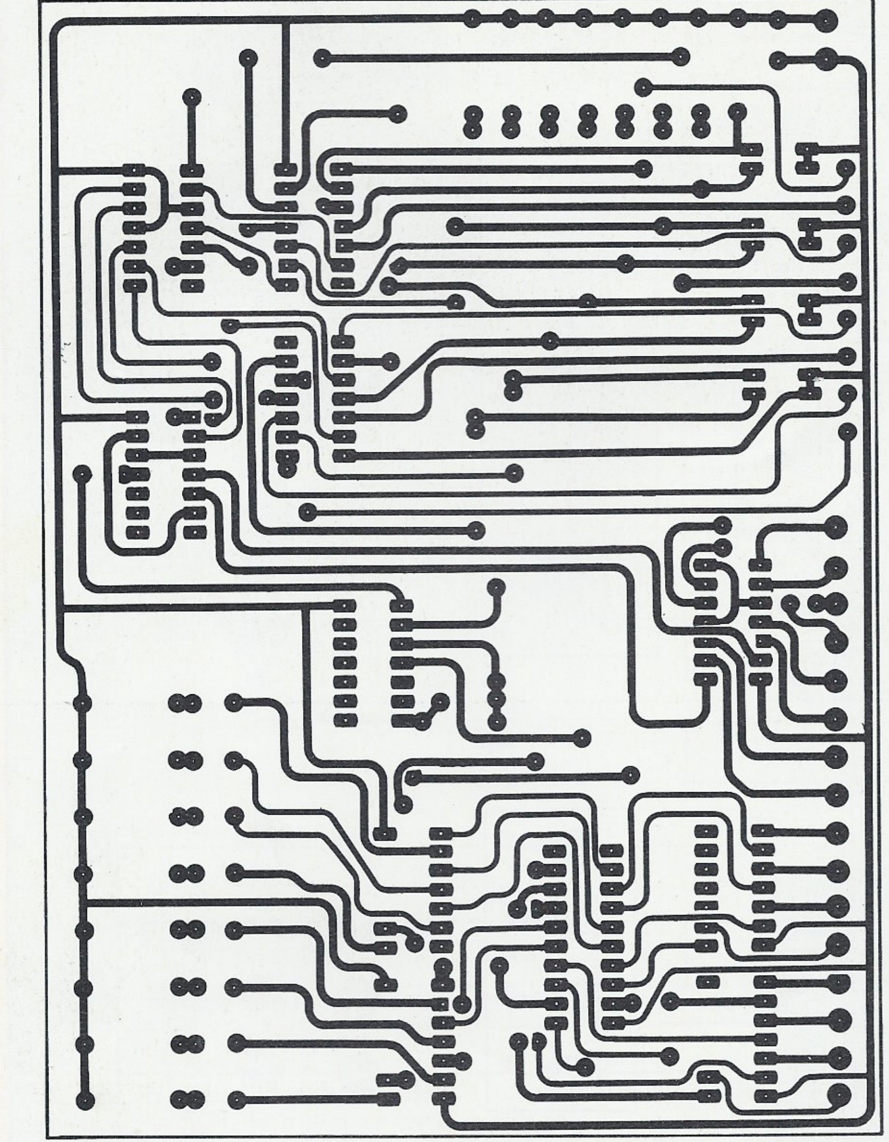


Figure 6

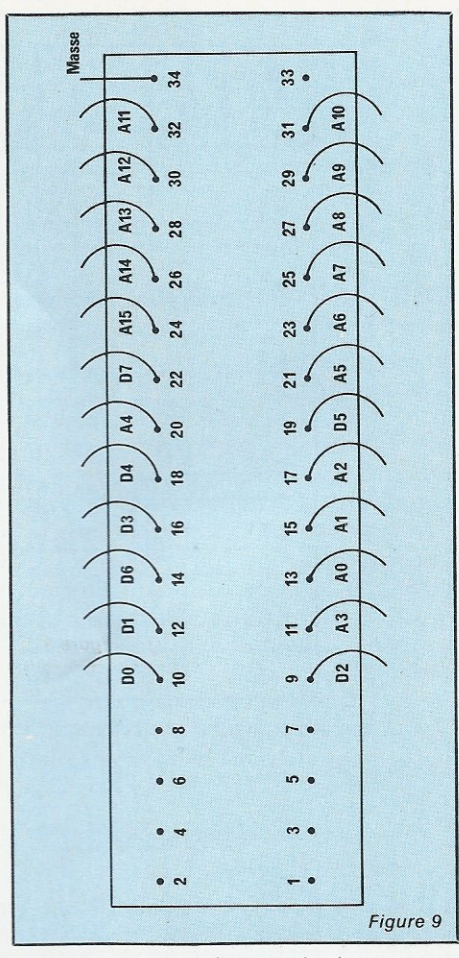


Figure 9

Sur chaque sortie on adaptera un relais 5 V/ pouvant couper le 220 V.

Chaque relais servira d'interrupteur. Le programme Soft accompagnant ce chenillard peut par exemple être le suivant, si l'adresse de la carte est 47.

```
10 X = 2
20 X = X × 2
30 POKE 47, X
40 WAIT 10
50 IF X = 128 THEN 10 ELSE 20
```

De manière plus générale, si vous associez à une sortie un relais, vous obtenez un interrupteur programmable à partir du micro-ordinateur.

Vous pourrez aussi, en utilisant d'autre relais, commander de petits moteurs pas à pas. Ceci peut être la première phase de la réalisation d'un automate.

Interrupteur programmable

Cet interrupteur va permettre de déclencher des appareils en différé. Voici quelques exemples :

— Déclenchement de votre chaîne stéréo à une heure précise.

— Déclenchement de votre cafetière électrique le matin pour un réveil sympathique.

— Déclenchement de la machine à laver ou du chauffe-eau en même temps que votre compteur bleu.

— Temps de pose exact pour le développement des photographies dans votre laboratoire...

Pour ces applications les modifications électroniques sont du même type que pour l'exemple précédent.

Si l'on pose le problème dans les termes suivants : on désire que la chaîne stéréo se déclanche 7 heures après le début du programme. Nous ne considérons alors, qu'une sortie de la carte, celle de poids le plus faible.

Donc :

POKE ADRESSE, 1→ ALLUMÉE
POKE ADRESSE, 0 → ÉTEINTE
on choisi comme adresse 15.

```
10 REM (CHAÎNE STÉRÉO)
20 POKE 127,0
30 WAIT 2520000
40 POKE 127,1
```

Dans l'instruction WAIT I : si I WAIT 1, on stoppe pendant un centième de seconde. Pour un arrêt de 7 heures il faudra WAIT 2520000.

Ces deux exemples éveilleront chez vous, nous espérons, mille idées d'utilisation pratiques ou amusantes de cette interface.

Nous pourrons utiliser un procédé identique pour réaliser un générateur de signaux périodiques, ceci fera l'objet d'un prochain article.

G. de DIEULEVEULT

Nomenclature

Condensateurs

C_1 : 2,2nF MKH
C_2 : 47 µF/10 V Tantale goutte

Interrupteurs

K_1 à K_8 micro-switch DIL

Divers

Câble plat 34 brins
Connecteur pour ORIC
34 broches.

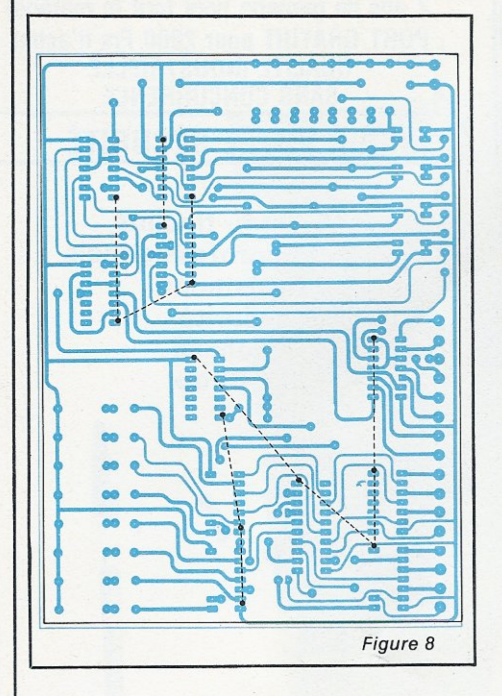
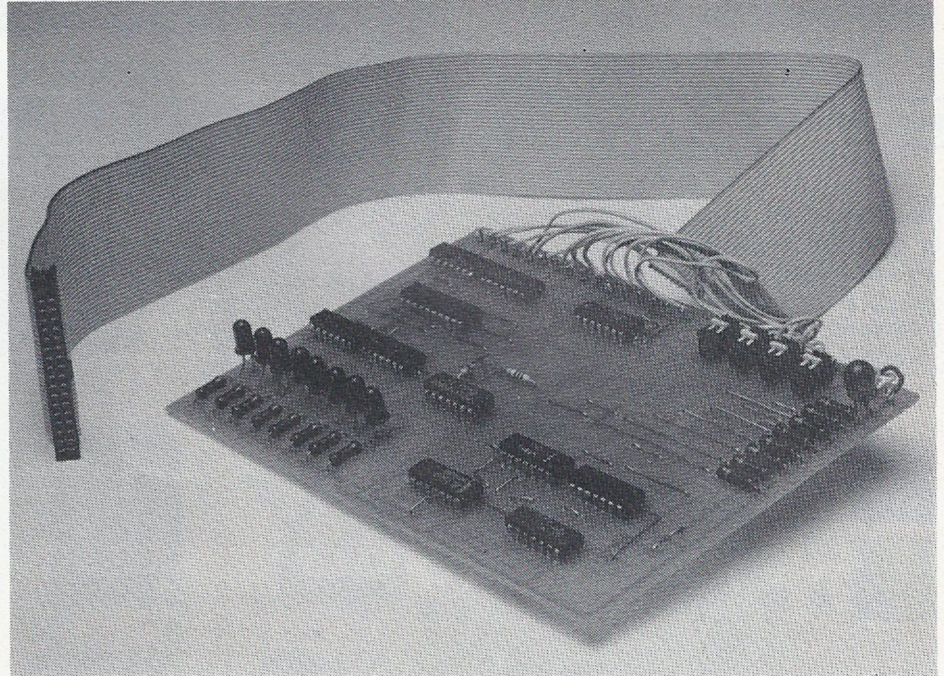


Figure 8



Diodes

LED rouges
∅ 5 mm
D_{1} à D_{8}

Résistances 1/4 W

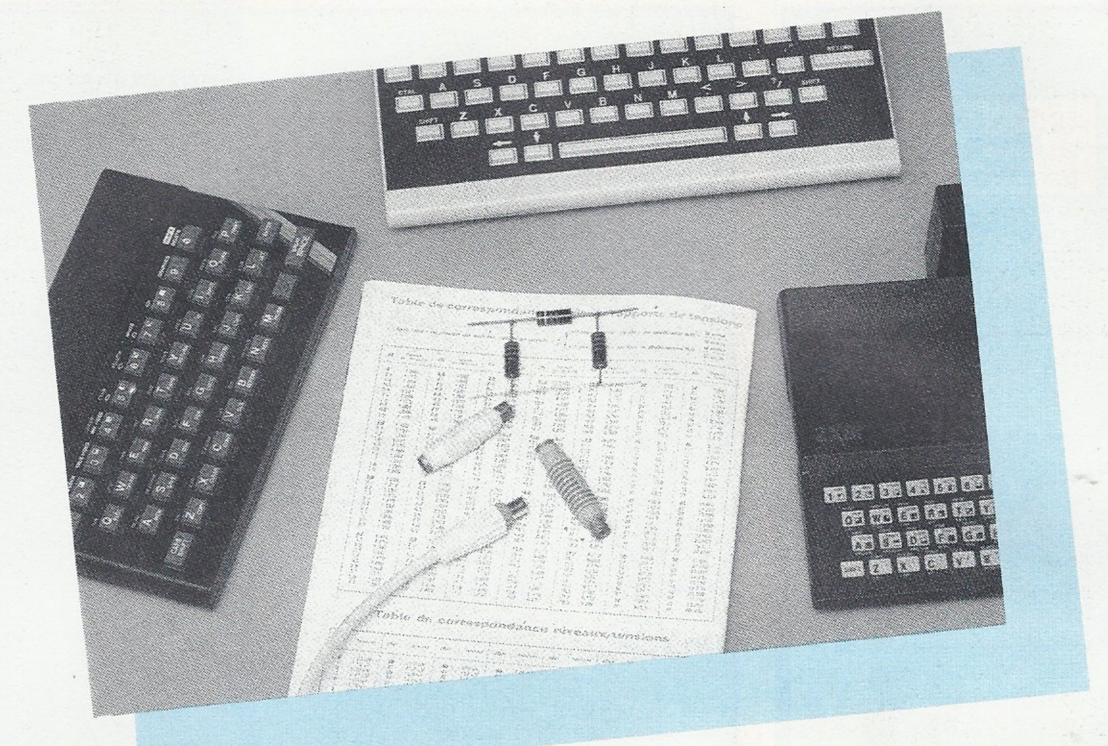
R_{1} : 2,2 kΩ
R_{2} : 2,2 kΩ
R_{3} : 2,2 kΩ
R_{4} : 2,2 kΩ
R_{5} : 2,2 kΩ
R_{6} : 2,2 kΩ
R_{7} : 2,2 kΩ
R_{8} : 2,2 kΩ
R_{9} : 1 kΩ
R_{10} : 2,2 kΩ
R_{11} : 330 Ω
R_{12} : 330 Ω
R_{13} : 330 Ω
R_{14} : 330 Ω
R_{15} : 330 Ω
R_{16} : 330 Ω
R_{17} : 330 Ω
R_{18} : 330 Ω

Circuits intégrés

IC_{1} : 7486
IC_{2} : 7486
IC_{3} : 7425
IC_{4} : 7425
IC_{5} : 7408
IC_{6} : 7404
IC_{7} : 7404
IC_{8} : 74LS273
IC_{9} : 7407
IC_{10} : 7407
IC_{11} : 7404

R 11 R 12 R 13 R 14 R 15 R 16 R 17 R 18
LED 1 LED 2 LED 3 LED 4 LED 5 LED 6 LED 7 LED 8
IC 3 IC 5 IC 1 IC 2 IC 11 IC 9 IC 10 IC 8 IC 4 IC 6 IC 7
R 1 R 2 R 3 R 4 R 5 R 6 R 7 R 8 R 9 R 10 C 1 C2
K0 K1 K2 K3 K4 K5 K6 K7
+5V 0 A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10 A11 A12 A13 A14 A15 D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7

Figure 7



Votre ordinateur et les calculs d'atténuateurs

Bien que ce genre d'exercice soit très profitable, le calcul d'atténuateurs adaptés en impédance se rencontre ailleurs que dans les problèmes d'examen !

Un circuit résistif en T ou en PI (symétrique ou asymétrique) peut en effet non seulement introduire une atténuation précise sur une ligne d'impédance caractéristique donnée (coaxiale ou bifilaire), mais aussi assurer l'adaptation de tronçons dont les impédances sont différentes.

Des antennes jusqu'aux lignes téléphoniques, l'amateur comme le professionnel risque donc d'avoir à se mesurer tôt ou tard à cette épreuve !

Fort heureusement, l'informatique simplifie considérablement les choses : écrit en BASICODE, ce programme vous permettra de confier tout le travail à votre ordinateur habituel...

La théorie

Rigoureusement parlant, un atténuateur résistif est un **quadripôle** muni de deux bornes d'entrée et de deux bornes de sortie. L'entrée présente une impédance Z_e, tandis que la sortie est adaptée à une impédance Z_s.

L'ensemble introduit une atténuation A, chiffrée en décibels.

La **figure 1** rassemble ces hypothèses de départ.

Les **figures 2 à 5** résument les principaux schémas utilisables dans la pratique :

— citcuit en T asymétrique,
— circuit en PI asymétrique,
— circuit en T symétrique,
— circuit en PI symétrique.

Le choix de telle ou telle configuration dépend du contexte technique dans lequel l'atténuateur devra fonctionner (lignes symétriques ou asymétriques), des valeurs de résistances disponibles, et de la dissipation admissible pour chacune.

Notons qu'en configuration symétrique, la connexion de masse est facultative.

Enfin, la **figure 6** montre que rien n'empêche de monter plusieurs atténuateurs en cascade, pourvu que la sortie de l'un soit adaptée à l'impédance d'entrée de l'autre : les atténuations exprimées en décibels s'ajoutent alors tout simplement.

Calculer l'atténuation d'un ensemble de résistances de ce type est simple, en déterminer l'impédance

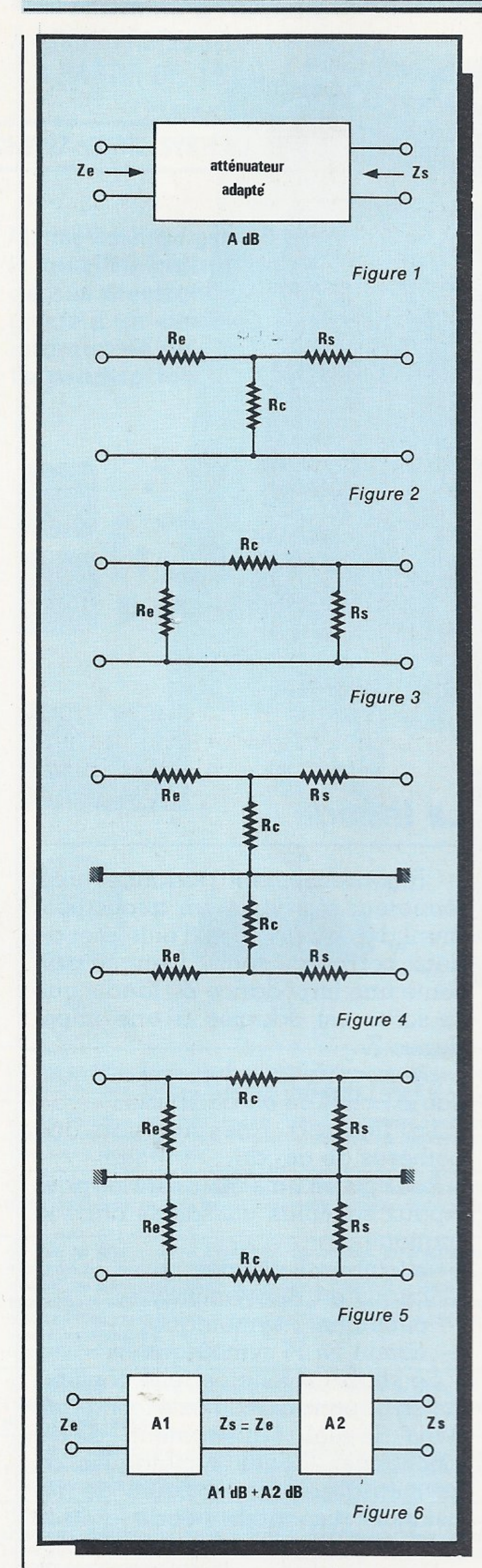


Figure 1
Figure 2
Figure 3
Figure 4
Figure 5
Figure 6

caractéristique l'est déjà moins, mais remonter aux valeurs des résistances pour une atténuation et des impédances imposés ne l'est plus du tout ! D'où notre programme !

La solution informatique

Le logiciel de la **figure 7** est capable, lorsque la chose est possible, de déterminer les valeurs des résistances à utiliser lors de la construction d'un atténuateur dont le schéma sera choisi parmi les quatre variantes des **figures 2 à 5**.

```
1000 LET A=100: GO TO 20: REM ****** ATTENUATEUR ******
1010 GO SUB 100: PRINT : PRINT
1020 PRINT "T  ASYMETRIQUE.....PRESSER 1"
1030 PRINT "PI ASYMETRIQUE.....PRESSER 2"
1040 PRINT "T  SYMETRIQUE......PRESSER 3"
1050 PRINT "PI SYMETRIQUE......PRESSER 4"
1060 GO SUB 210: LET A$=IN$
1070 IF A$="1" OR A$="2" OR A$="3" OR A$="4" THEN  GO TO 1100
1080 GO TO 1060
1100 LET D=VAL (A$)
1110 PRINT : PRINT "CHOIX ";A$;" ENREGISTRE"
1120 PRINT : PRINT "IMPEDANCE D ENTREE (OHMS) :"
1130 INPUT ZI: PRINT ZI: PRINT
1140 PRINT "IMPEDANCE DE SORTIE (OHMS) :"
1150 INPUT ZO: PRINT ZO
1160 PRINT : PRINT "ATTENUATION DESIREE (DB) :"
1170 INPUT A: PRINT A
1180 LET R=ZI/ZO
1190 IF D<3 THEN  GO TO 1400
1200 LET ZI=ZI/2
1210 LET ZO=ZO/2
1400 IF A=0 THEN  GO TO 1500
1420 LET N=SQR (10^(A/10)*R)
1425 REM SUR ZX 81, REMPLACER ^ PAR **
1430 LET H=N^2+R: LET I=N^2-R
1440 IF D=1 OR D=3 THEN  GO SUB 1660
1450 IF D=2 OR D=4 THEN  GO SUB 1700
1455 GO SUB 100
1460 IF R1<0 OR R2<0 OR R3<0 THEN  GO TO 1490
1461 PRINT "R ENTREE    : ";(INT (100*R1))/100;" OHMS"
1462 PRINT "R SORTIE    : ";(INT (100*R2))/100;" OHMS"
1463 PRINT "R CENTRE    : ";(INT (100*R3))/100;" OHMS"
1470 STOP
1500 PRINT "JE NE SAIS PAS FAIRE ...": STOP
1660 LET R3=ZI*N*2/I
1670 LET R2=ZO*H/I-R3
1680 LET R1=ZI*H/I-R3
1690 RETURN
1700 LET R3=ZO*I/2/N
1710 LET R2=1/(H/I/ZO-1/R3)
1720 LET R1=1/(H/I/ZI-1/R3)
1730 RETURN
1740 REM NOS BASICODE 2
1750 REM COPYRIGHT 1984
1760 REM PATRICK GUEULLE
```

Figure 7

Imposez lui une atténuation et des impédances d'entrée et de sortie : vous obtiendrez un dialogue conforme à la **figure 8**. Si la machine vous répond « JE NE SAIS PAS FAIRE... », acceptez son verdict : vos exigeances n'étaient pas réalistes, et les équations n'admettaient pas de solution.

Ecrit en BASICODE (BASIC universel développé sous l'égide de la radiodiffusion néerlandaise NOS HILVERSUM), ce programme **n'est pas utilisable seul :** la **figure 7** ne reproduit que les lignes qui, à partir de la ligne 1000, sont communes à tous les ordinateurs sans distinction de marque.

Vous devez en plus programmer en machine les **routines normalisées** dont votre ordinateur a besoin pour « parler le BASICODE ». Le détail de ce mécanisme a été décrit dans nos précédents articles sur la question, parus depuis le N° 444 de RADIO PLANS. Notre logiciel « utilisateur » n'a besoin aujourd'hui que des routines BASICODE N° 10, 100, 200 et 210.

Figure 8

```
T  ASYMETRIQUE...PRESSER 1
PI ASYMETRIQUE...PRESSER 2
T  SYMETRIQUE....PRESSER 3
PI SYMETRIQUE....PRESSER 4

CHOIX 1 ENREGISTRE

IMPEDANCE D ENTREE (OHMS) :
50

IMPEDANCE DE SORTIE (OHMS)
50

ATTENUATION DESIREE (DB) :
3

R ENTREE    : 8.54 OHMS
R SORTIE    : 8.54 OHMS
R CENTRE    : 141.92 OHMS


T  ASYMETRIQUE...PRESSER 1
PI ASYMETRIQUE...PRESSER 2
T  SYMETRIQUE....PRESSER 3
PI SYMETRIQUE....PRESSER 4

CHOIX 2 ENREGISTRE

IMPEDANCE D ENTREE (OHMS) :
600

IMPEDANCE DE SORTIE (OHMS)
600

ATTENUATION DESIREE (DB) :
6

R ENTREE    : 1805.71 OHMS
R SORTIE    : 1805.71 OHMS
R CENTRE    : 448.22 OHMS
```

La routine 210 n'est d'ailleurs nécessaire que sur machines SINCLAIR, car elle est appelée par la routine 200.

Les **figures 9 à 12** fournissent ces routines pour un choix d'ordinateurs correspondant à l'essentiel du « parc » de nos lecteurs. En pré-

```
00 REM **** SPECTRUM ****
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
00 REM **** ZX 81 ****
10 RUN 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** DRAGON ****
10 GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010
00 REM **** ORIC 1 ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** ATMOS ****
10 POKE #26A,35
20 GOTO 1010
00 REM **** APPLE II et IIe ****
10 GOTO 1000
20 GOTO 1010
00 REM **** THOMSON TO7 ****
10 COLOR 0 : GOTO 1000
20 CLEAR A : GOTO 1010
```

Figure 9

```
000 REM **** SPECTRUM ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ZX 81 ****
100 CLS
102 RETURN
000 REM **** DRAGON ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
100 CLS : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
100 HOME : RETURN
000 REM **** THOMSON TO7 ****
100 CLS : RETURN
```

Figure 10

```
000 REM **** SPECTRUM ****
200 LET IN$=INKEY$ : RETURN
202 REM Pour execution sur SPECTRUM
204 REM changer IN$ en I $
000 REM **** ZX 81 ****
200 LET IN$=INKEY$
202 RETURN
204 REM Pour execution sur ZX 81,
206 REM changer IN$ en I $
000 REM **** DRAGON ****
200 LET IN$=INKEY$ : RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
200 IN$=KEY$ : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
200 IN$=KEY$ : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
200 IN$=""
202 IF PEEK(49152)<128 THEN RETURN
204 REM necessite la routine 210
000 REM **** THOMSON TO7 ****
200 IN$=INKEY$ : RETURN
```

Figure 11

```
000 REM **** SPECTRUM ****
210 IF INKEY$<>"" THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
216 REM necessite la routine 200
000 REM **** ZX 81 ****
210 IF INKEY$<>"" THEN GOTO 210
212 IF INKEY$="" THEN GOTO 202
214 GOTO 200
216 REM necessite la routine 200
000 REM **** DRAGON ****
210 IN$=INKEY$
212 IF IN$="" THEN 210 ELSE RETURN
000 REM **** ORIC 1 ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** ATMOS ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** APPLE II et IIe ****
210 GET IN$ : RETURN
000 REM **** THOMSON TO7 ****
210 IN$=INKEY$
212 IF LEN(IN$)=0 THEN 210
214 RETURN
```

Figure 12

sence d'autres matériels, nos articles précédents associés aux documents « officiels » BASICODE permettront à tout bon programmeur d'écrire les routines dont il a besoin.

A la **figure 13**, nous donnons, à titre d'exemple, l'assemblage de ces quatre routines dans le cas du SPECTRUM, machine nous ayant servi à écrire le programme : il suffit donc de frapper au clavier les **figures 13 puis 17** pour obtenir un logiciel directement exécutable sur SPECTRUM.

```
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
100 CLS : RETURN
200 LET IN$=INKEY$: RETURN
210 IF INKEY$<>"" THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
```

Figure 13

Une petite remarque, cependant : la norme BASICODE impose l'usage de la variable I**N**$ dans la routine 200. Nous avons bien sûr respecté cette contrainte dans la **figure 7**, bien que le SPECTRUM n'accepte pas les noms de variables de chaîne à deux caractères avant **$**.

Nous avons donc imprimé le N litigieux en gras, et nos lecteurs travaillant sur SPECTRUM (ou ZX 81) devront remplacer cette lettre par un espace, aux lignes 200 et 1060.

Les possesseurs de la cassette de la NOS disposent d'ailleurs d'une routine permettant d'exécuter automatiquement cette correction indispensable au respect de la norme BASICODE.

Sur ZX 81, il faudra en plus dédoubler les lignes contenant plusieurs instructions (la place est prévue pour cela), et remplacer le signe de puissance (flèche verticale) par la double astérisque typique de cette machine.

Cet ensemble d'adaptations semble infirmer la parfaite « portabilité » des logiciels BASICODE !

En fait, ces corrections de peu d'ampleur ne s'appliquent qu'aux machines SINCLAIR, notoirement anticonformistes. Nos lecteurs non « Sinclairistes » pourront les ignorer superbement ! Rappelons d'ailleurs que le BASICODE existait avant les premiers ordinateurs SINCLAIR, et que cette norme ne pouvait bien évidemment prendre en compte leurs particularités...

Faisons la preuve !

Certains de nos lecteurs, sceptiques de nature, ne voudront peut-être pas croire « sur parole » leur ordinateur !

Il est facile de câbler un circuit d'après les valeurs fournies et de procéder à des mesures de contrôle (on respectera évidemment les valeurs de résistances calculées, quitte à déterminer un assemblage parallèle grâce à notre programme BASICODE du N° 447).

Un contrôle de l'impédance d'entrée (ou de sortie) peut cependant être opéré par calcul : il suffit de boucler l'atténuateur sur son impédance caractéristique, et de résoudre par approches successives les assemblages série-parallèle rencontrés

A la main (ou à la calculatrice), ce travail est fastidieux aussi avons nous écrit un petit programme complémentaire : Le logiciel BASICODE de la **figure 14**, complété par les mêmes routines 10, 100, 200 et 210 (voir **figure 15** pour le SPECTRUM) travaille en « notation polonaise inverse ».

Entrez une valeur de résistance : la machine vous en demande une

```
1000 LET A=100: GO TO 20: REM ****** SER/PAR ******
1010 GO SUB 100: PRINT : PRINT
1020 PRINT "RESISTANCE DE DEPART ?"
1030 INPUT RD
1040 GO SUB 100: PRINT : PRINT
1050 PRINT INT (RD*100)/100;" OHMS"
1060 PRINT "ASSOCIEE A : ";
1070 INPUT RA: PRINT RA;" OHMS"
1080 PRINT : PRINT
1090 PRINT "EN PARALLELE....PRESSER P"
1095 PRINT "EN SERIE.......PRESSER S"
1100 GO SUB 210
1110 IF IN$="S" THEN GO TO 1200
1120 IF IN$="P" THEN GO TO 1300
1130 GO TO 1100
1200 LET RD=RD+RA
1210 GO TO 1040
1300 LET RD=(RD*RA)/(RD+RA)
1310 GO TO 1040
1320 REM NOS BASICODE 2
1330 REM COPYRIGHT 1985.
1340 REM PATRICK GUEULLE
```

Figure 14

```
10 RUN 1000
20 GO TO 1010
100 CLS : RETURN
200 LET IN$=INKEY$: RETURN
210 IF INKEY$<>"" THEN GO TO 210
212 IF INKEY$="" THEN GO TO 212
214 GO TO 200
```

Figure 15

seconde, **puis** vous propose une association en série ou en parallèle. Le résultat déterminé est conservé en mémoire, et c'est lui qui sera associé à la prochaine valeur que vous entrerez, au cours d'un dialogue conforme à la **figure 16**.

Vous pourrez ainsi, de proche en proche, trouver la résistance équivalente à n'importe quel assemblage de résistances, aussi complexe soit-il.

A titre d'exemple, la **figure 17** montre l'enchaînement des opérations lors de la vérification de l'impédance d'entrée d'un atténuateur en T bouclé sur son impédance de sortie.

Notons bien que l'ordinateur n'arrondit ses résultats qu'au moment de les afficher à l'écran : la mise en mémoire entre deux calculs s'opère sur la valeur exacte, garantissant la conservation de toute la précision disponible tout au long du travail en cours, quel que soit le nombre d'étapes.

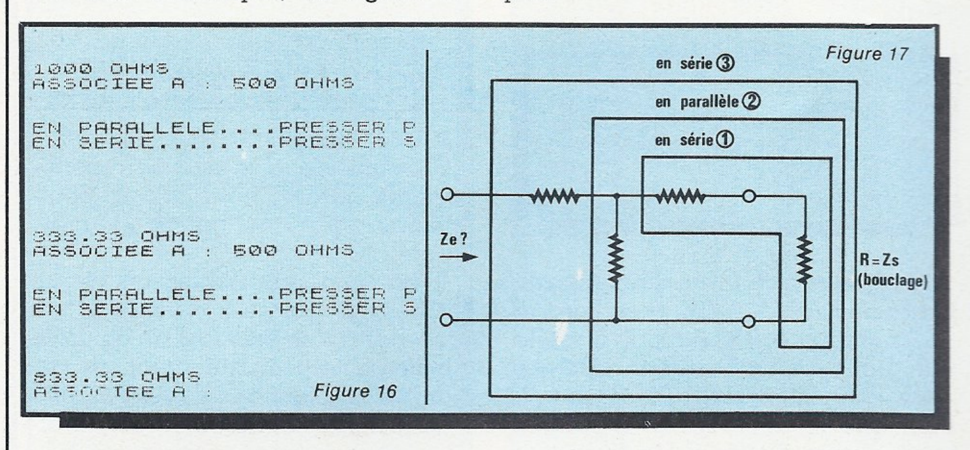


Figure 16

Figure 17

Conclusion

L'emploi d'un ordinateur doit faire gagner du temps. Aussi, ce n'est pas en enregistrant chaque jour les recettes et les dépenses de la famille sur une cassette que l'on prendra conscience de l'intérêt de posséder un ordinateur !

Si vous exécutez un seul calcul d'atténuateur adapté en impédance avec ce programme, vous récupérerez le temps qu'il vous aura fallu pour l'entrer en machine.

A partir de la seconde utilisation, vous serez donc largement gagnant !

Notre série de logiciels BASICODE pour électroniciens s'enrichit donc ici d'un outil particulièrement rentable, capable de fonctionner sur pratiquement n'importe quelle machine.

Et ce n'est pas fini !

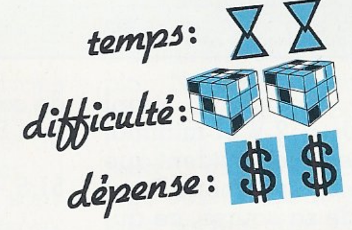
Patrick GUEULLE

Variateur électronique de sécurité

Nous avons étudié ce petit variateur pour le cas bien précis où une grande sécurité de manipulation doit être de mise. En l'occurence, nous avons donc été amené à prévoir une isolation électrique des circuits aussi poussée que possible ainsi qu'une réalisation pratique offrant toutes les garanties voulues de fonctionnement. Par ailleurs la souplesse d'utilisation n'a pas été laissée en marge, puisque par l'intermédiaire d'une petite électronique spécialisée et moyennant des valeurs différentes de composants, il sera possible à chacun d'optimiser le montage pour un cas bien particulier.

Ainsi chaque lecteur pourra adapter ce circuit pour un besoin tout-à-fait personnel dans des domaines d'utilisation fort variés.





Présentation

Le variateur de sécurité est monté dans un petit boîtier parallélépipèdique totalement isolant y compris les faces avant et arrière. Tous les matériels nécessitant une manipulation de la part de l'utilisateur ont été prévus avec le même et unique souci de sécurité, interrupteur bipolaire à levier isolé, potentiomètre à axe plastique et bouton ABS, embase de sortie en ébonite... Tous les organes de fixation, par ailleurs réduits au strict minimum et dont les têtes de vis émergent à l'extérieur du coffret sont en nylon et le boîtier repose sur quatre petits pieds de caoutchouc anti-vibrations.

En ce qui concerne la partie électronique, celle-ci a été principalement confiée à un circuit intégré spécialisé pour ce genre de fonction, mais à l'inverse de la plupart des montages proposés pour ce genre de réalisation, nous avons été amené à apporter les modifications suivantes, en ce qui concerne l'isolement et l'alimentation :

— Emploi d'un transformateur d'isolation secteur.
— Alimentation d'une partie du montage en basse tension continue stabilisée.
— Circuit de variation à commande de tension de précision.
— Alimentation de la partie alternative en haute tension fournissant par rapport au secteur 220 V ≅ un surcroit de tension maximum d'approximativement 12 %.
— Anti-parasitage secteur par circuit LC.

Caractéristiques

Alimentation secteur : 220 V ≅ 50 Hz
Alimentation continue basse tension : 12 V
Alimentation alternative : 250 V ≅ 50 Hz
Commande en tension continue : pour $U_C = 2$ V, angle maximal de conduction, pour $U_C = 6$ V, angle minimal.
Puissance maximum : 25 watts avec triac 2N 5756.

Synoptique de fonctionnement

Celui-ci est donné à la **figure 1.** En premier lieu, un transformateur d'isolation secteur permet d'une part d'alimenter en basse tension, après redressement, filtrage et stabilisation, les circuits de commande tension et phase et d'autre part le circuit de sortie par l'intermédiaire d'une cellule d'anti-parasitage.

Comme on le voit, le principe est donc très simple, ce qui garantit un fonctionnement sans reproche de l'électronique du montage.

Schéma général

On le trouve à la **figure 2.** Il comporte quatre parties principales :

1) L'alimentation continue stabilisée, dont le montage est classique.

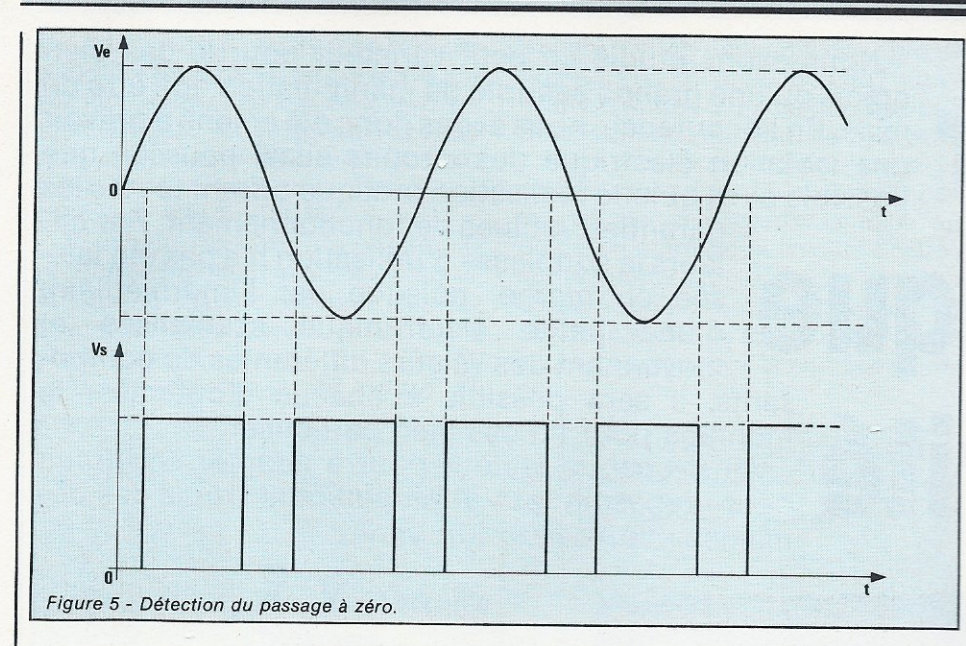


Figure 5 - Détection du passage à zéro.

L'angle de conduction étant maximal pour $U_S = 2$ V et minimal pour $U_S = 6$ V il est bien évident que pour $U_S = 4$ V, le potentiomètre P_1 est situé au milieu de sa course, ce qui est bien notre cas. A ce moment les valeurs de R et R' doivent être :

avec $U_e = 12$ V et $U_S = 4$ V

$$\frac{R'}{R + R'} = \frac{U_s}{U_e} \Leftrightarrow \frac{R'}{R + R'} = \frac{4}{12} = \frac{1}{3}$$

$$\text{d'où } 3\,R' = R + R' \Leftrightarrow 2\,R' = R$$
$$R' = R/2$$

Avec les différentes formules indiquées, le lecteur déterminera donc aisément les caractéristiques des éléments du pont diviseur selon son cas particulier. Pour notre part, utilisant le variateur électronique de sécurité pour la commande d'un petit groupe compresseur d'air 220 V régissant la fabrication de la mousse de perchlorure dans un bac à graver les circuits imprimés, nous avons déterminé les éléments du pont diviseur de façon d'une part à assurer un débit minimum de mousse et d'autre part à ne pas suralimenter inutilement le compresseur (ce qui est possible de 12 % comme nous l'avons vu).

Soit : + 4,5 V pour l'angle maximal
et + 5,2 V pour l'angle minimal.

Ce qui nous conduit, pour la branche supérieure du pont diviseur à une résistance de 51,5 kΩ et pour la branche inférieure à 35,3 kΩ. Si nous choisissons pour P_1 un potentiomètre de variation linéaire de 4,7 kΩ nous avons, pour P_1 au milieu de sa course :

$$R = 51{,}5 = R_3 + R_4 + P_1/2$$
$$= R_3 + R_4 + 4{,}7/2$$
$$51{,}5 - 2{,}35 = R_3 + R_4 \Leftrightarrow$$
$$49{,}15 = R_3 + R_4$$

d'où : $R_3 = 2{,}2$ kΩ
P_1 valeurs normalisées
$R_4 = 47$ kΩ

$$R' = 35{,}3 = R_6 + P_1/2 = R_6 + 4{,}7/2$$
$$35{,}3 - 2{,}35 = R_6 \Leftrightarrow 32{,}95 \Leftrightarrow$$

d'où $R_6 = 33$ kΩ
en valeurs normalisées.

L'extension de signalisation/sortie

Il peut s'avérer intéressant de pouvoir instantanément obtenir la tension maximale en sortie sans avoir pour autant à dérégler le potentiomètre de consigne. De plus, une signalisation appropriée doit faire connaître à tout instant si la sortie est sur variateur ou en direct.

Le lecteur intéressé trouvera le schéma de la modification à effectuer à la **figure 6**. En fait elle est très simple et il n'y a rien à toucher sur le circuit imprimé, celui-ci étant déjà prévu pour. En effet, les deux résistance R_{14} et R_{15} pour les LED à rajouter sont implantées sur le circuit et les sorties (c), L_2, L_3 ainsi que le (+) et le (−) sont prévus.

Il n'y a donc qu'à rajouter sur la face avant un inverseur miniature bipolaire ainsi que deux Leds de couleurs différentes.

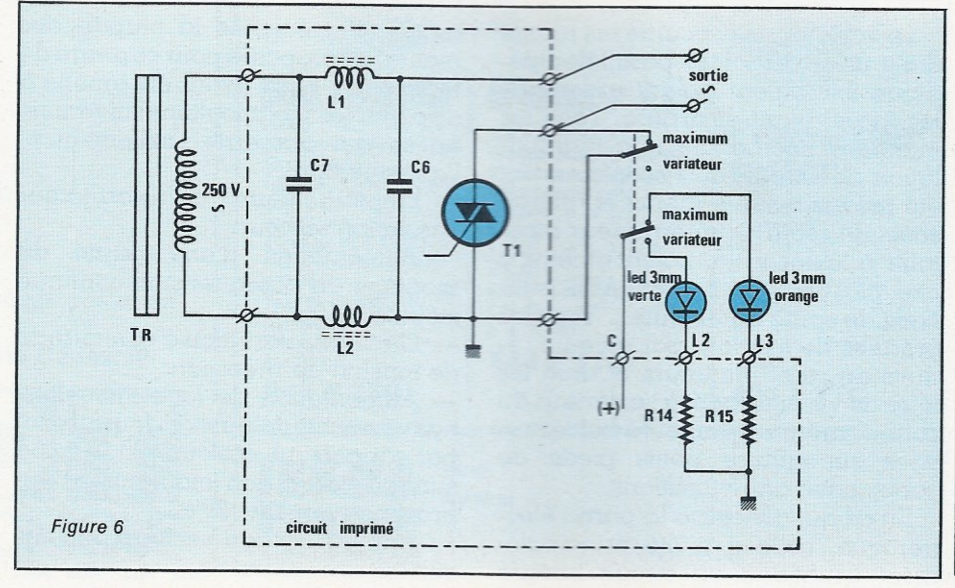


Figure 6

Réalisation pratique

Brochage des composants

Il est donné à la **figure 7**. Rappelons que les circuits intégrés sont toujours représentés vus du dessus, alors que le triac est vu du dessous. Pour le reste il n'y a pas de commentaires particuliers à formuler.

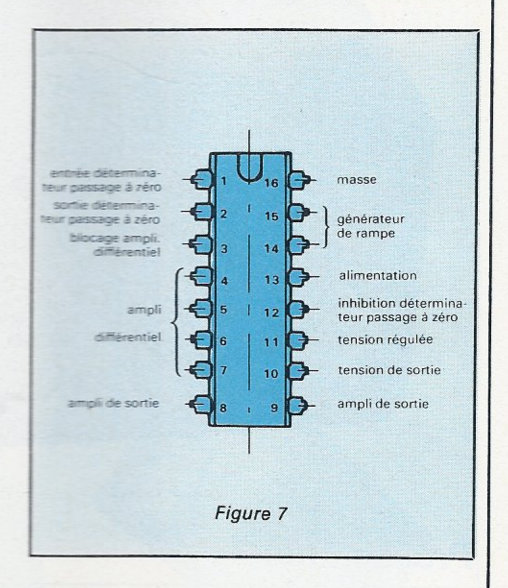


Figure 7

Circuit imprimé

Le mylar vu côté cuivre est représenté à la **figure 8**. La réalisation de ce circuit est relativement aisée et l'on pourra utiliser les différentes techniques de l'encre, des bandes et pastilles ou bien encore, naturellement, du procédé photographique. Tous les perçages sont de 0,8 ou 1 mm. Quatre trous de Ø 3,5 mm ont par ailleurs été prévus sur le circuit pour le cas ou l'on intégrerait le montage à plat dans un autre coffret que celui préconisé.

Implantation et câblage

Le câblage du circuit imprimé ainsi que le raccordement de celui-ci aux éléments extérieurs est donné à la **figure 9**. Les deux circuits intégrés seront montés sur support. Les selfs L_1 et L_2 sont câblées verticalement. La résistance de puissance R_9 est à éloigner quelque peu du circuit imprimé. Le pont redresseur RED_1 peut être remplaçé par quatre diodes type 1N 4001.

Si l'on ne désire pas l'extension de signalisation/sortie, le câblage aux éléments extérieurs se résume en tout et pour tout aux raccordements suivants :

— 250 V ~
— 12 V ~
— Sortie ~
— Potentiomètre P_1
— LED_1

et naturellement, le câblage du primaire du transformateur qui sera effectué conformément au schéma 2 en intercalant un porte-fusible avec un fusible rapide et un interrupteur bipolaire.

Usinage du coffret

Pour notre réalisation nous avons employé un petit coffret en plastique moulé de marque **Hobbybox** et de dimensions 140 × 120 × 60 mm.

Les faces avant et arrières sont maintenues par des glissières moulées sur les capots de fermeture. Quatre perçages sont à exécuter sur la face avant (+ 3 pour l'extension) et deux sur la face arrière. Quand au capot inférieur, il comporte deux trous au dessous et deux sur le côté gauche. Le schéma de la **figure 10** représente l'ensemble des différents usinages à effectuer. Précisons enfin que pour le maintien du circuit imprimé, verticalement et longitudinalement au coffret, deux petites glissières seront réalisées au moyen de bandes nylon et collées à l'intérieur des faces avant et arrière.

Conclusion

Ce petit appareil peut servir dans de nombreux cas où un gradateur traditionnel serait dangereux d'emploi. Nous avons cité l'exemple du bac à perchlorure où la nécessité de rinçages fréquents à l'eau douce rend la manipulation d'un tel montage relativement périlleuse si celui-ci est mal conçu ou mal isolé. Citons encore le domaine de la photo-

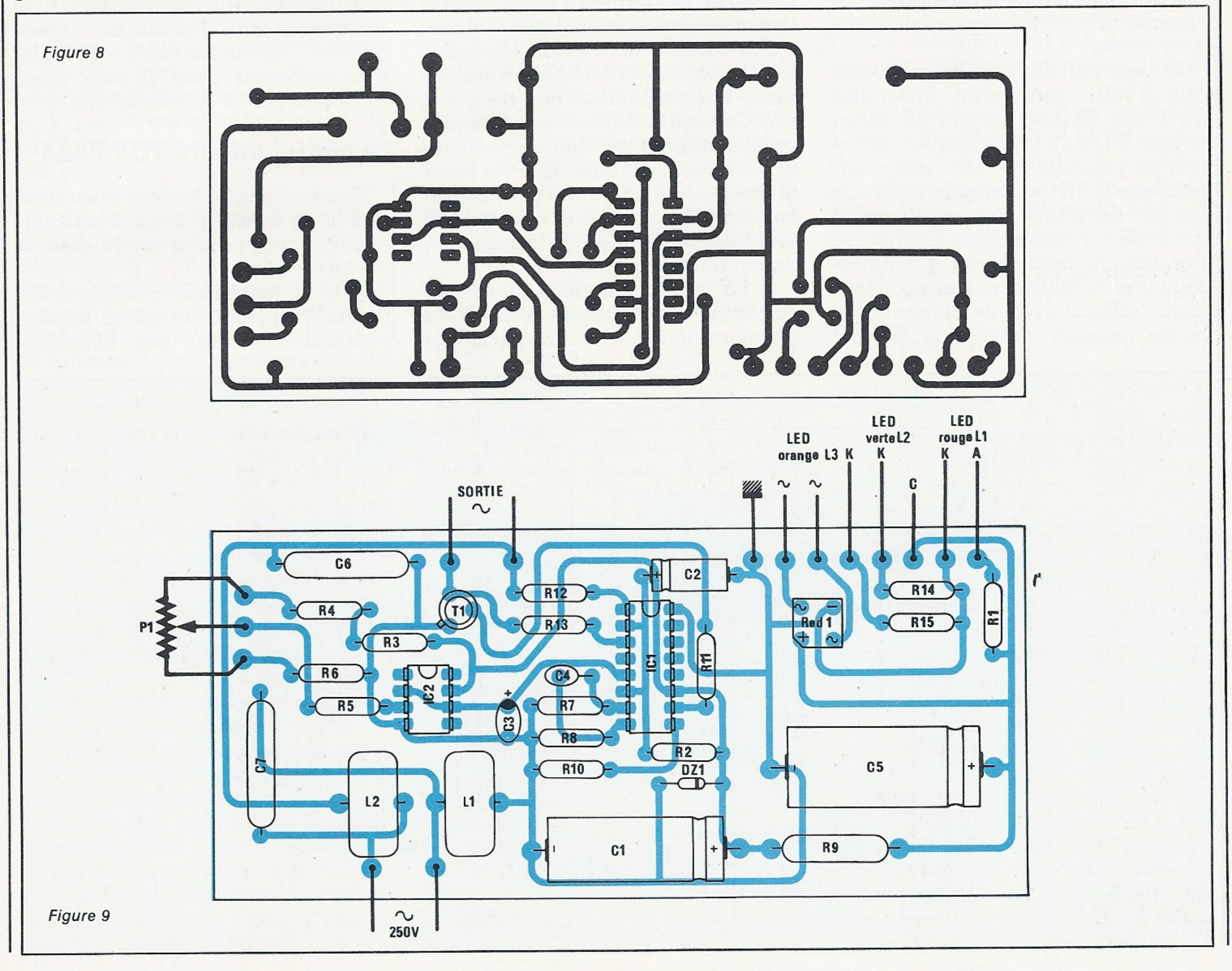


Figure 8

Figure 9

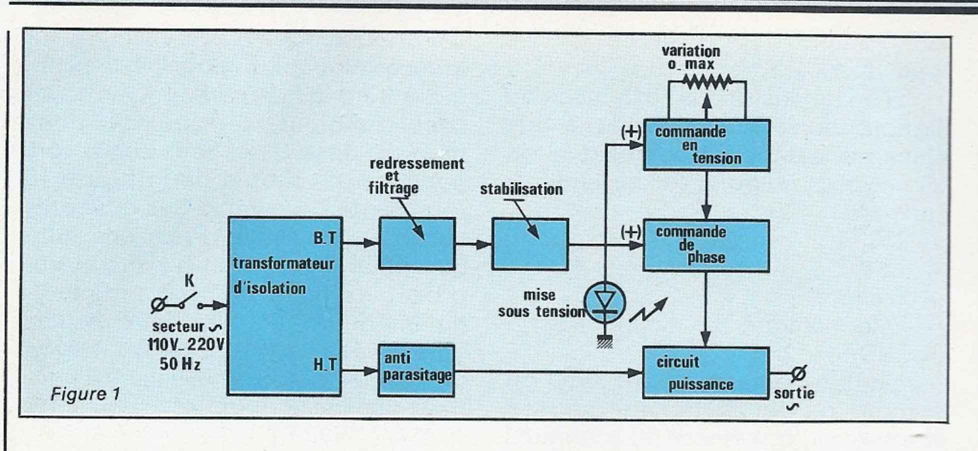


Figure 1

part un circuit anti-parasite organisé autour de deux selfs toroïdales de 50 μH chacune et des condensateurs C_6 et C_7 qui sont des modèles 0,1 μF / 600 V et d'autre part l'élément de puissance proprement dit qui n'est autre qu'un triac de faibles dimansions. Pour notre part nous avons utilisé un modèle de forte sensibilité de gachette, en l'occurence le 2 N 5756 de chez RCA dont nous donnons les caractéristiques ci-dessous :

Le 12 V alternatif est redressé par un pont (ou quatre diodes 1N 4001) puis filtré par le condensateur C_5. A ce moment la tension obtenue à ses bornes est de :

$$U_{C5} = U_C \sqrt{2} \# 17 \text{ V}$$

La stabilisation de tension est obtenue grâce à l'ensemble R_9, DZ_1 et C_1 et est égale à 12 V.

La tension stabilisée alimente le circuit intégré gradateur de phase IC_1 ainsi que le circuit de commande IC_2. La tension filtrée sert uniquement aux différentes possibilités de signalisation comme nous le verrons plus après.

2) Le circuit de variation, organisé autour du composant spécialisé qu'est IC_1. Celui-ci est un TCA 280 en boîtier DIL à 16 broches avec détection de passage par zéro des alternances 50 Hz et modification de l'angle de phase par une tension continue de commande extérieure. Par ailleurs, bien que ce circuit possède une stabilisation interne de tension, l'utilisation d'une alimentation basse tension extérieure permet

Constructeur	boîtier	type	IGT (mA)	IT (RMS) (A)	VDRM (V)	θ° °C
RCA	TO5	2N5756	25	2,5	400	70

de réduire considérablement les échauffements et d'obtenir, pour la commande, une tension rigoureusement constante en sortie.

3) Le circuit de commande, réalisé à l'aide d'un diviseur potentiométrique alimenté sous tension stabilisée et attaquant un sommateur à circuit intégré monolithique. Celui-ci est le célèbre μA 741 de Monsieur tout le monde et permet d'obtenir en sortie une tension variant de 2 V à 6 V. Comme nous l'avons mentionné précédemment, suivant un choix judicieux des résistances R_3, R_4 et R_6 du diviseur, il est tout à fait possible de modifier les points hauts et bas et par là-même les angles de conduction du circuit de variation.

4) La partie puissance alimentée par le secondaire haute tension du transformateur. On trouve d'une

Moyennant l'utilisation d'un modèle différent de sensibilité équivalente mais de plus forte puissance, il est évident que le montage variateur sera à même de commander une charge de sortie plus importante. Notons que dans ce cas, le fusible F_1, le transformateur TR_1 et les selfs L_1 et L_2 devront être prévus en conséquence. Naturellement, l'emploi d'un radiateur pour T_1 sera aussi « chaudement » recommandé.

Le circuit intégré TCA 280A

Comme nous le montre le synoptique de la **figure 3**, celui-ci est composé de cinq parties essentielles, à savoir :

— Une alimentation continue autorisant l'emploi direct de la tension alternative secteur par l'intermé-

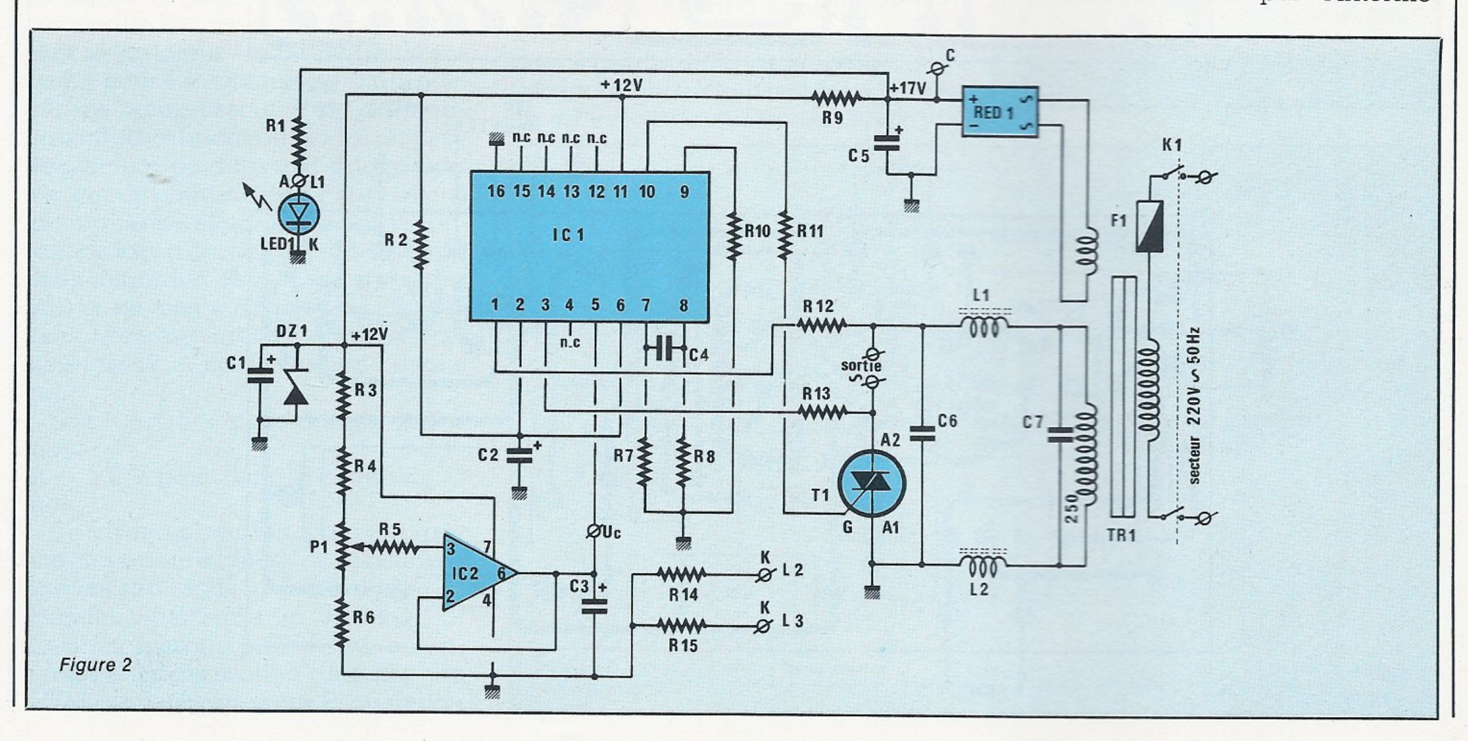


Figure 2

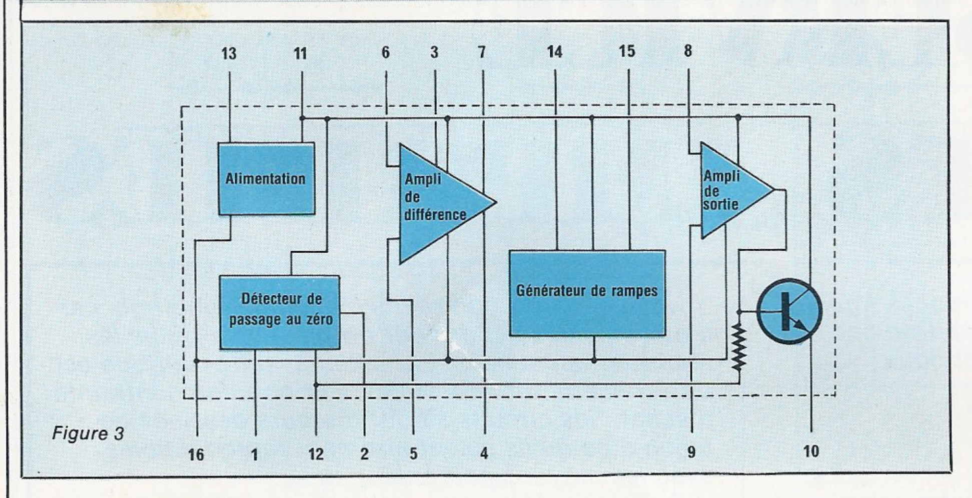


Figure 3

diaire de résistances chutrices de puissance et de condensateurs de filtrage.

— Un circuit détecteur du zéro de l'onde secteur avec déclenchement au zéro de tension.

— Un amplificateur différentiel.

— Un générateur de rampe.

— Un amplificateur de sortie.

Ce type de circuit peut donc être alimenté soit en alternatif, soit encore directement en continu avec une valeur maximale de 17 V. L'impulsion de sortie avoisine les 600 mA pour une largeur de 300 µs. Eu égard au schéma donné à la **figure 2** et à l'application constructeur, le fonctionnement de ce circuit allié aux différents composants environnants est le suivant :

L'alimentation interne n'étant pas utilisée, on alimente directement le circuit en 12 V continu entre les bornes 11 (positif) et 16 (masse 0 V). Sur la borne 5 est appliquée la tension de commande issue du circuit suiveur de tension. Le condensateur C_2 de 1,5 µF / 63 V se charge à travers la résistance R_2 de 15 kΩ et se décharge en synchronisme par la broche 2 de IC_1. A cet effet, le circuit détecteur de zéro nous procure les différents signaux donnés à la **figure 5**. Il en résulte une tension en forme de dent de scie qui est transmise à la borne 6 de l'amplificateur différentiel. On voit donc qu'à tout instant celle-ci est comparée à la tension de commande issue de la sortie de IC_2 et appliquée à la broche 5 de IC_1. Dès lors, si la tension en 5 est inférieure à celle en 6, le transistor de sortie de l'amplificateur différentiel se met à conduire et la brusque augmentation de tension sur son collecteur est transmise sur l'entrée de l'amplificateur de sortie par l'intermédiaire de C_4. A ce moment le transistor se bloque et une impulsion de déclenchement se produit, dont la largeur dépend essentiellement de la constante de temps :

$$T_i = R_8 \cdot C_4$$

De plus, un générateur de courant constant alimentant l'amplificateur différentiel à deux transistors permet de retarder l'impulsion de déclenchement jusqu'au moment moment du passage du courant par zéro, la détection de la tension se faisant aux bornes de T_1 par R_{13}. Si la commande en 5 est ajustée pour un déclenchement avant le passage par zéro, il n'y a pas de production d'impulsion tant que la tension aux bornes de T_1 n'a pas varié suffisamment pour qu'il y ait conduction du transistor du générateur de courant. Par ailleurs la durée de l'impulsion de déclenchement est prolongée, assurant la poursuite de la conduction du triac T_1 dès lors que la tension présente à la broche 3 est retombée à un niveau bas.

Le circuit de commande en tension

Comme nous l'avons dit, l'angle d'amorçage de T_1 varie de la valeur minimale à la valeur maximale lorsque la tension de commande varie de + 2 V à + 6 V. Nous donnons à la **figure 4** le schéma du circuit de commande. Celui-ci est simplement constitué d'un diviseur potentiométrique allié à un montage suiveur de tension. Le gain d'un tel circuit est donné par la formule :

$$G = 1 - \frac{1}{G_o} \# 1$$

La contre-réaction est totale et l'impédance d'entrée est très élevée. Par contre l'impédance de sortie est très faible et le gain en tension est pratiquement égal à l'unité car $1/G_o$ est très faible eu égard au gain en boucle ouverte de l'amplificateur.

Pour notre application, nous utilisons surtout ce circuit comme adaptateur d'impédance et notons d'ailleurs que si le gain en tension est proche de l'unité, le gain en puissance est relativement important puisque pratiquement égal au rapport des résistances d'entrée et de sortie.

Nous aurons donc en sortie S l'image de la tension V_s donnée par le réglage du potentiomètre P_1. Pour les deux valeurs précitées, soit 2 et 6 V, la détermination des éléments du pont diviseur s'effectue comme suit :

Soit une résistance R équivalente à l'ensemble $R_3 + R_4 + 1/2\, P_1$ et une résistance R' à l'ensemble $R_6 + 1/2\, P_1$, le potentiomètre P_1 étant au milieu de sa course. Le schéma simplifié du diviseur est alors ramené à celui de la **figure 4 b** et l'on a :

$$U_e = (R + R')\, I \text{ et } U_s = R' \cdot I$$

$$\text{d'où } I = \frac{U_e}{R + R'} = \frac{U_s}{R'} \Leftrightarrow U_e \cdot R' = U_s (R + R')$$

$$\text{donc } U_s = U_e \frac{R'}{R + R'}$$

suite page 35

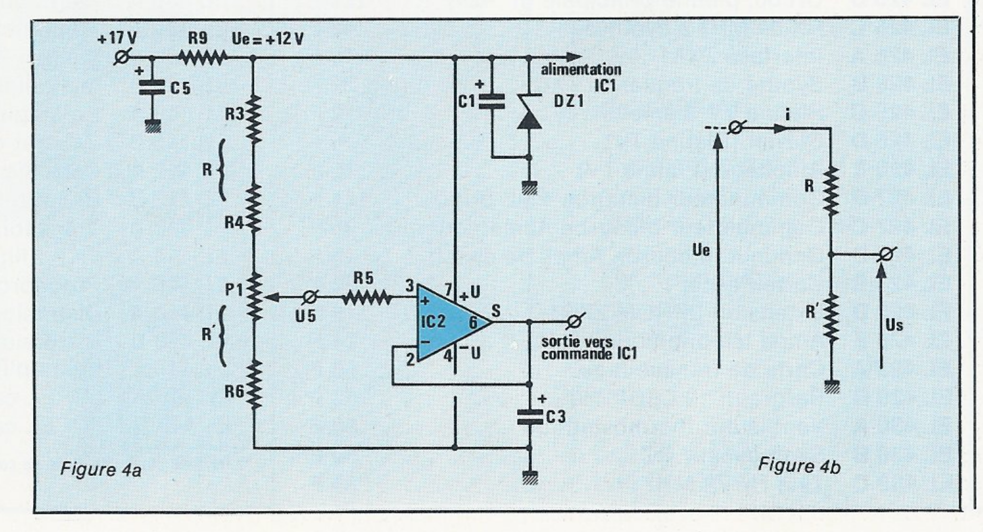


Figure 4a

Figure 4b

FACE ARRIERE

FACE AVANT

½ VUE GAUCHE

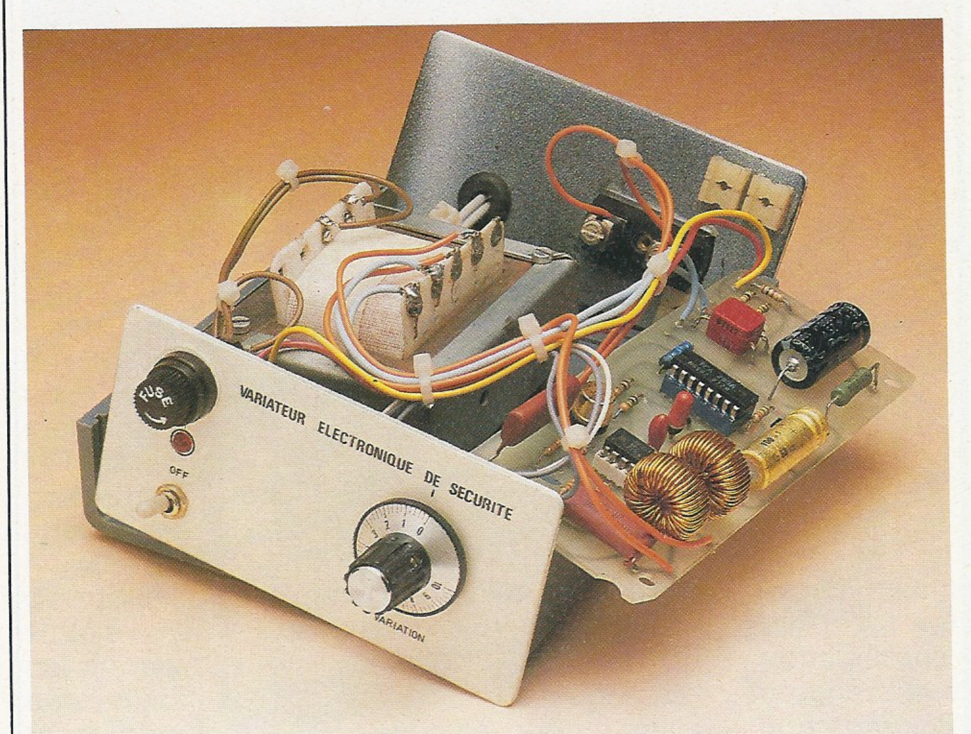
DESSOUS

Figure 10

suite de la page 33

graphie où les résistances chauffantes baignent dans les bains de révélateurs ou autres produits, et, généralisant, nous pouvons dire qu'il sera judicieux d'emploi dès lors qu'une variation alternative sera nécessaire avec toutes les conditions de sécurité inhérentes à ce genre d'appareil.

C. de MAURY



Nomenclature

Semi-conducteurs

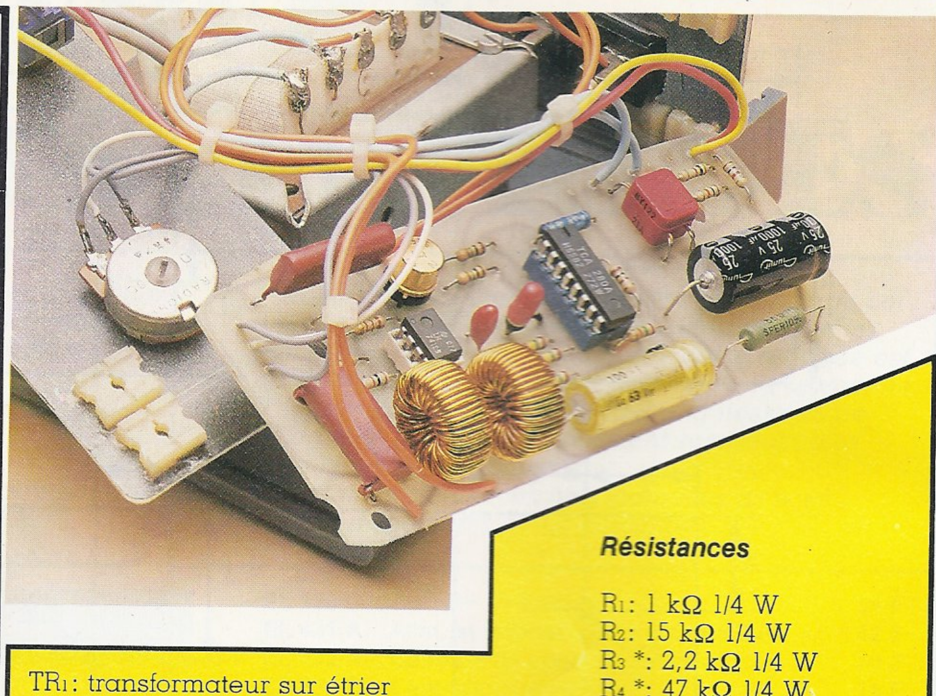
IC_1 : TCA 280A
IC_2 : µA 741 8 broches
T_1 : 2N 5756 RCA
RED_1 : BY 122
LED_1 : Ø 5 mm rouge
DZ_1 : BZY 87 C12

Condensateurs

C_1 : Electrochimique 100 µF/63 V
C_2 : Electrochimique 1,5 µF/63 V
C_3 : Tantale goutte 4,7 µF/35 V
C_4 : Polyester 2,2 nF
C_5 : Electrochimique 1000 µF/25 V
C_6 : 0,1 µF/630 V
C_7 : 0,1 µF/630 V

Divers

L_1 : Self 50 µH/2A
L_2 : Self 50 µH/2A



TR1: transformateur sur étrier circuit 75 × 62 × 25
primaire 220 V ~ secondaire 12 V / 1A et 250 V / 0,15 A
F1: fusible rapide 0,1 A
K1: interrupteur bipolaire
P1: potentiomètre linéaire 4,7 kΩ
1 porte-fusible
1 support CI 16 broches
1 support CI 8 broches
1 embase secteur femelle
1 passe fil caoutchouc
1 coffret Hobbybox 140 × 120 × 60
1 bouton à jupe 0-10
Vis nylon, cordon, fils, etc.

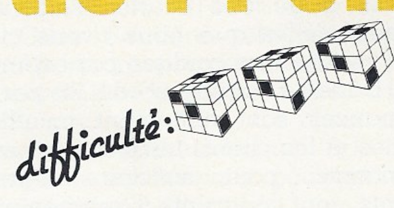
Résistances

R1: 1 kΩ 1/4 W
R2: 15 kΩ 1/4 W
R3 *: 2,2 kΩ 1/4 W
R4 *: 47 kΩ 1/4 W
R5: 15 kΩ 1/4 W
R6 *: 33 kΩ 1/4 W
R7: 150 kΩ 1/4 W
R8: 150 kΩ 1/4 W
R9: 56 Ω 3,3 W
R10: 150 kΩ 1/4 W
R11: 100 Ω 1/2 W
R12: 1 MΩ 1/4 W
R13: 1 MΩ 1/4 W
R14: 1 kΩ 1/4 W
R15: 1 kΩ 1/4 W
* voir texte



Micro HF
1er partie : l'émetteur

temps: ⌛⌛⌛

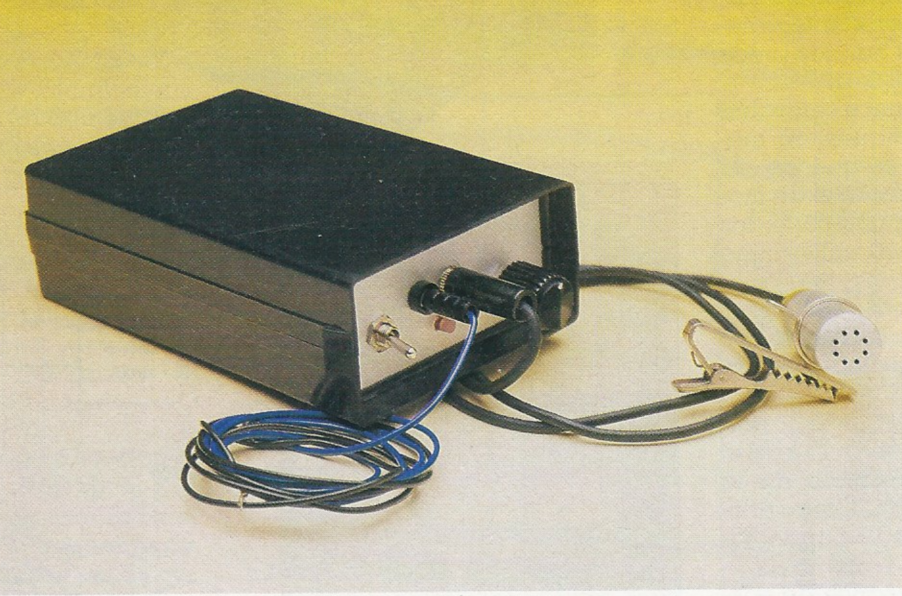


difficulté:

dépense: $ $ $

Un micro HF est un appareil exclusivement émetteur destiné à fonctionner avec un ou plusieurs récepteurs. Ce genre de dispositif est autorisé de plein droit et ne donne donc pas lieu à délivrance de licence ou à perception de taxes. Un microphone émetteur est, en général, conçu et utilisé pour de courtes liaisons. Nous sommes tous, plus ou moins, télespectateurs et avons remarqué l'emploi de ce type d'appareils. Artistes et présentateurs, munis d'un micro HF lié à l'émetteur se déplacent librement sur une scène.

Étant associé à un micro ou à n'importe quel instrument de musique, le micro HF solutionne le problème de la liaison vers la régie, il redonne à son utilisateur toute liberté de mouvement pourvu qu'il reste à une distance raisonnable du récepteur.



Outre cette application classique, il en existe d'autres que vous saurez certainement trouver, et le micro HF se révèlera très utile dans de nombreux cas de surveillance. Surveillance d'un local isolé situé à quelques centaines de mètres d'un local principal, surveillance discrète d'une voiture en stationnement et pour les jeunes parents momentanément absents, pourvu qu'ils aient des voisins complaisants, surveillance des banbins au sommeil agité.

Les professionnels et les amateurs avertis connaissent bien ce type de matériel et les différentes fabrications : citons pour mémoire : MICRON, TOA, PASO, SENNHEISER, BEYER, SONY et deux sociétés Française LEM et G / G. Dans la plupart des cas, l'ensemble Emetteur / Récepteur avoisine 10 kF, autant dire qu'il est difficile pour un artiste débutant d'investir une telle somme, aussi désireux soit-il, d'exercer son art dans de bonnes conditions.

Le coût de la réalisation que nous vous proposons dans ce numéro ne dépasse pas le dixième de ce qu'il faudrait investir pour un appareil « clé en mains ». Toutefois, rien n'a été sacrifié au fonctionnement et à la qualité de la transmission.

Ce numéro sera consacré à l'étude et à la réalisation de l'émetteur et en guise de conclusion, nous aborderons brièvement les bases sur lesquelles le récepteur a été conçu.

Nous aurons finalement rendez-vous dans le prochain numéro pour l'étude et la description complète du récepteur associé.

La réglementation en vigueur

Ni licence ni taxes mais une instruction du 24 Février 1982 fixe les spécifications techniques des appareils. Nous manquons d'espace pour reproduire in extenso le bulletin officiel mais voyons au moins quelles sont les limites maximales autorisées.

— La puissance moyenne en l'absence de modulation ne doit en aucun cas dépasser ni 1 mW de puissance apparente rayonnée, ni 10 mW de puissance de sortie.

— Les fréquences assignés sont 32.8 MHz, 36.4 MHz, 39.2 MHz. L'utilisation de la fréquence 39.2 MHz ne sera toutefois autorisée que lorsque les conditions d'utilisation sont telles qu'il ne risque pas d'en résulter une gêne importante pour les récepteurs de télévision.

— Les appareils doivent fonctionner en modulation de fréquence.

— Les écarts compris entre la fréquence émise et la fréquence assignée doivent rester inférieurs à une valeur telle que, compte tenu de la largeur de bande occupée par l'émission, l'énergie radio électrique émise reste contenue dans les limites de la bande s'étendant à ± 200 kHz de la fréquence assignée.

La division de la bande de fréquences occupée par ces dispositifs (400 kHz) en plusieurs voies plus étroites peut-être acceptée. La largeur globale doit rester intégralement à l'intérieur des bandes précitées.

Mesure de la fréquence centrale : pour des raisons pratiques, on mesure en général la fréquence de l'onde porteuse en l'absence de modulation. Si l'émetteur comporte des bornes d'antenne, on utilise une antenne fictive.

L'écart de fréquence de l'émetteur ne doit pas dépasser ± 10 kHz. La largeur de bande maximale est de 180 kHz.

Ce qui revient à dire que la bande passante BF est limitée à 15 kHz et que la déviation maximale de la porteuse vaut ± 75 kHz. Caractéristiques adoptées dans la bande 88-108 MHz.

Mesure sur la puissance de sortie. Quand les essais sont faits avec une antenne fictive, celle-ci doit être une charge réactive et non rayonnante de 50 ohms. Dans ces conditions, la puissance aux bornes de la charge ne doit pas dépasser 10 mW.

La puissance des rayonnements non essentiels de l'émetteur ne doit pas dépasser $4\ 10^{-9}$ W sur une fréquence quelconque dans une gamme s'étendant de 30 MHz à 2000 MHz.

Que permet cette réglementation ?

Les spécifications techniques définies dans le bulletin officiel des PTT sont telles que ces appareils sont réservés à de très courtes liaisons comme celles que nous avons citées : scène vers coulisse par exemple. Dans de nombreux cas, les performances sont nettement insuffisantes et les clients insatisfaits. Les fabricants, pour satisfaire leurs clients, sont contraints d'augmenter la puissance qui atteint facilement 100 mW voire plus.

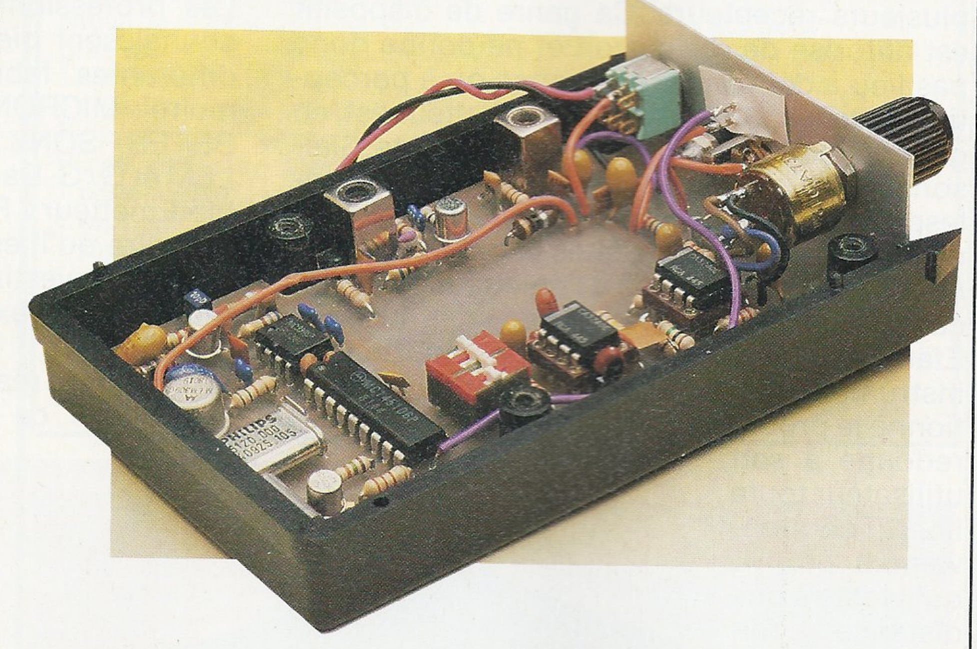
Finalement, le fil d'antenne est considéré trop long lorsqu'on travaille dans la bande 30-40 MHz. Il s'agit en général d'un fil long de 1 m à 1 m 50 qu'il faut dissimuler sur le porteur du micro.

Pour que les antennes soient plus courtes et mieux accordées, certains fabricants n'hésitent pas à changer la fréquence d'émission.

On trouve finalement de très nombreuses fréquences d'émission - hors des bandes autorisées - jusqu'à 200 MHz.

La promotion d'un appareil répondant aux normes, donc homologué, est impossible puisque les concurents non homologués offrent des caractéristiques supérieures.

L'appareil qui vous est présenté dans les pages suivantes est conforme aux spécifications techniques avancées précédemment. Il pourrait donc être homologué.



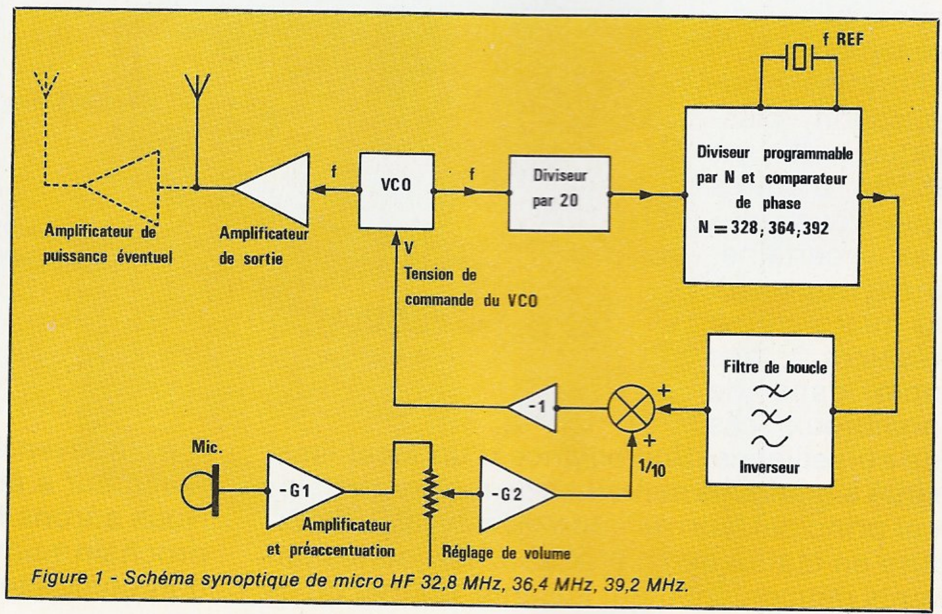


Figure 1 - Schéma synoptique de micro HF 32,8 MHz, 36,4 MHz, 39,2 MHz.

Le schéma synoptique

Lors de la conception des circuits, nous avons suivi l'idée principale suivante : un schéma unique pour l'émetteur quelle que soit la fréquence émise parmi les trois fréquences : 32.8 MHz, 36,4 MHz, 39,2 MHz.

A cela, nous avons ajouté la caractéristique suivante : pas de quartz spécial mais emploi d'un quartz standard, au catalogue de quelques constructeurs. La réponse au problème est donnée par le schéma synoptique de la **figure 1**. Il s'agit bien sur d'un synthétiseur de fréquence.

L'élément principal de ce circuit est le VCO - oscillateur contrôlé en tension - qu'il faut asservir à une fréquence de référence.

L'asservissement est réalisé par la chaîne de diviseurs, le comparateur de phase et le filtre de boucle. L'oscillateur est modulé en fréquence par le signal issu du micro après amplification et préaccentuation. Finalement, la puissance de sortie du VCO étant nettement insuffisante, le signal de sortie est amplifié par un ou deux étages pour atteindre un niveau convenable.

Le synthétiseur de fréquence

Nous ne reviendrons pas sur les principes fondamentaux régissant la synthèse de fréquence. Simplement, rappelons la relation fondamentale : la fréquence f_{VCO} est divisée par un diviseur fixe P puis par un diviseur programmable N.

La fréquence issue de l'oscillateur à quartz est divisée par un facteur M fixe et constitue la fréquence de comparaison. $f_{comp} = f_Q / M$.

Lorsque la boucle est verrouillée, la fréquence de comparaison est égale à la fréquence issue du VCO divisée par N et P.

On aboutit finalement à la relation bien connue $f_{VCO} = f_Q (P\,N / M)$. f_Q, P et M sont fixes, N est programmable et agit directement sur la fréquence du VCO, qui dans notre cas est la fréquence centrale de l'émetteur : porteuse au repos en l'absence d'émission.

Que savons-nous de notre émetteur ? peu de choses exceptée la connaissance des fréquences d'émission. Ces trois fréquences sont des multiples entiers de 400 kHz soit :
32 800 = 82 × 400
36 400 = 91 × 400
39 200 = 98 × 400

Cette première approche est insuffisante pour déterminer f_Q, P et M, mais nous permet d'écrire $f_Q \cdot P / M \leq$ 400 kHz. La pas le plus grand possible vaut donc 400 kHz.

Un premier choix peut être effectué. Supposons f_Q = 5120 kHz, M = 1024 et P = 20. On aura finalement : f_{VCO} [kHz] = 100 × N.

Cette dernière relation montre qu'il faudra programmer N = 328 pour 32.8 MHz, 364 pour 36.4 MHz et 392 pour 39.2 MHz. Ce choix nous amène tout naturellement à la description des circuits pouvant être employés.

Le prédiviseur par 20 : MC 3396

Nous avons opté pour un circuit Motorola déjà bien connu des revendeurs outre sa disponibilité ; ce circuit a au moins un autre avantage : son faible encombrement puisqu'il s'agit d'un boîtier DIL 8 broches. Le schéma synoptique interne ainsi que deux schémas d'application, sont représentés à la **figure 2**. Le schéma synoptique interne montre que le MC 3396 est constitué par la mise en cascade de trois diviseurs : deux diviseurs par deux et un diviseur par cinq. Le MC 3396 est alimenté par une source de tension unique : + 5 V et dans ces conditions, consomme environ 30 mA.

Le schéma équivalent de l'impédance d'entrée se ramène à la mise en parallalèle d'une résistance de 600 Ω et d'un condensateur de 6 pF. La division par 20 est effectuée correctement pour des signaux d'entrée d'amplitude comprise entre 100 mV et 400 mV RMS.

La sortie est du type collecteur ouvert, le transistor de sortie est capable d'attaquer un circuit TTL ou un circuit CMOS en choisissant la résistance, entre sortie et alimentation, appropriée. Le seul défaut de ce circuit est bien sûr sa consommation, 30 mA pour une fréquence maximale de 200 MHz.

Impossible de ne pas comparer avec un circuit Plessey. Le circuit ayant les caractéristiques les plus proches est référencé SP 8793. Alimenté sous 5 V la consommation est divisée par cinq : environ 6 mA. La fréquence d'entrée maximale vaut

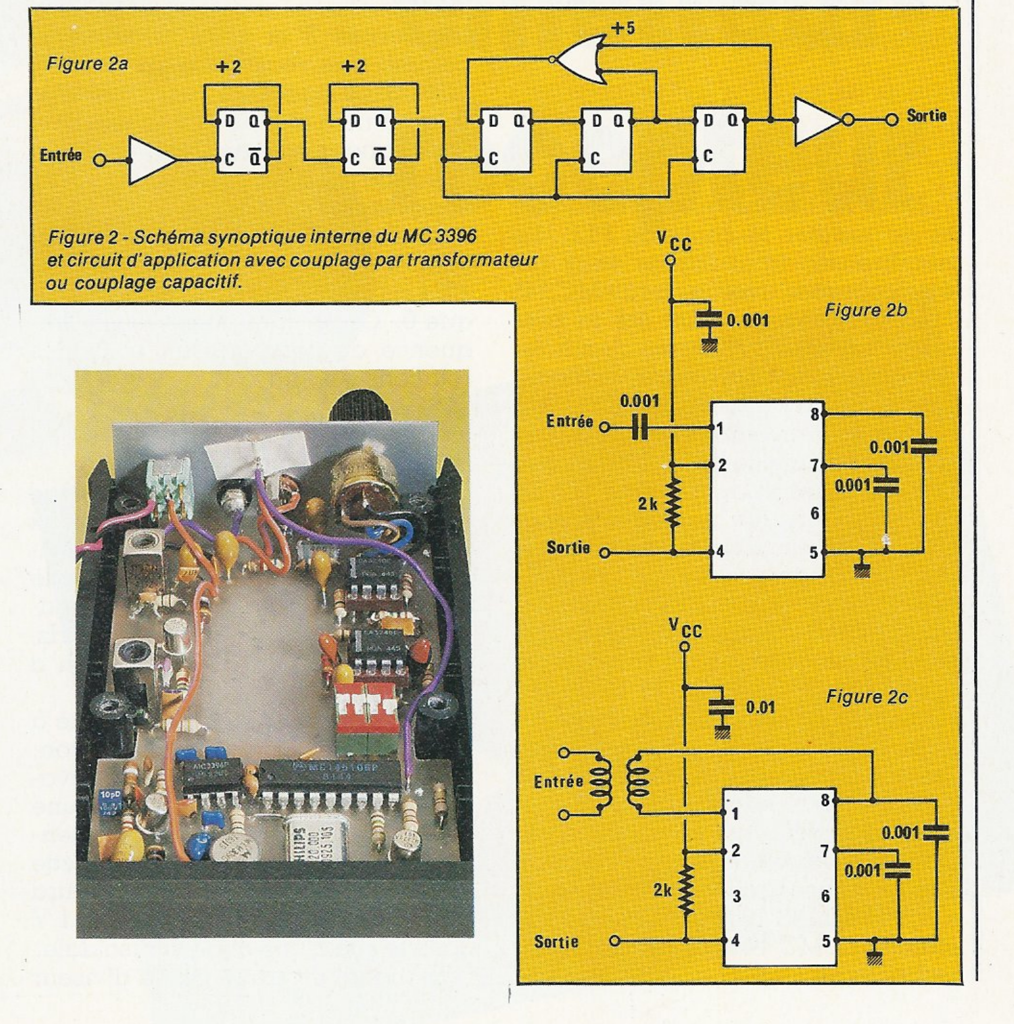


Figure 2 - Schéma synoptique interne du MC 3396 et circuit d'application avec couplage par transformateur ou couplage capacitif.

225 MHz et le bon fonctionnement est assuré pour des signaux dont l'amplitude est comprise entre 70 et 280 mV RMS. Le SP 8793 est un circuit capable de diviser par 40 ou 41. Si l'entrée de commande est polarisée de manière à ce que le circuit divise par 40 les équations du PLL changent assez peu.
f_{VCO}[kHz] = 200 × N si l'on conserve f_Q et M

Si l'on conserve f_Q = 5120 kHz et que l'on choisit M = 2048, la relation ne change pas et l'on obtient :
f_{VCO}[kHz] = 100 × N.

Dans le premier cas, N vaut respectivement 164, 182 ou 196 et la fréquence de comparaison 5 kHz et dans le second cas N vaut 328, 364 ou 392 et la fréquence de comparaison 2,5 kHz.

La solution utilisant un diviseur SP 8793 est techniquement plus intéressante, consommation plus faible donc accroissement de l'autonomie.

Malheureusement, ce circuit est trop mal connu sur le marché grand public et nous avons finalement opté pour le circuit Motorola MC 3396.

Au prédiviseur doivent alors être associés un diviseur programmable, un comparateur phase / fréquence, un oscillateur de référence et les diviseurs associés.

Le PLL MC 145106

Nous tacherons aussi d'expliquer et de justifier le choix du PLL. De nombreuses applications vous ont été proposées avec le circuit MC 145 152. Radio Plans avait été la première revue à utiliser ce circuit remarquable par sa simplicité d'utilisation. Inconvénients majeurs, son coût et son encombrement. Dans la plupart des cas, le MC 145151 atteint 200 F et il s'agit d'un boîtier DIL 28 broches. Dans les montages proposés, l'utilisation d'un tel circuit ne se justifie que très rarement, (compteur programmable 14 bits utilisé au quart de ses possibilités). Nous nous sommes tournée vers un circuit de la même famille : le MC 145 106.

Ce circuit est présenté dans un boîtier DIL 18 broches et est généralement commercialisé aux alentours de 50 F. Le schéma synoptique interne du circuit est représenté à la **figure 3.** On remarque que l'organisation interne est identique qu'il s'agisse du 145 106 ou du 145 151. Le circuit PLL MC 145 106 est réalisé en technologie CMOS et peut être alimenté par une tension comprise entre 5 et 12 V. Bien évidemment, plus la tension d'alimentation est basse plus la consommation est faible et pour cette raison nous avons choisi d'alimenter le PLL de la même manière que le prédiviseur, avec une source unique + 5 V. Ainsi, le circuit ne consomme que 6 mA, valeur raisonnable puisqu'il ne faut jamais perdre de vue l'autonomie de notre système.

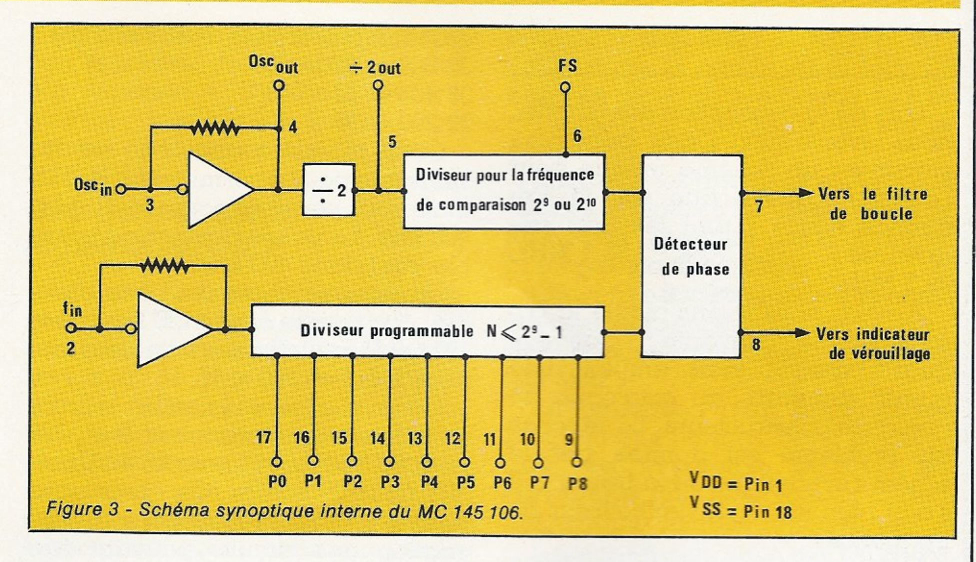


Figure 3 - Schéma synoptique interne du MC 145 106.

Le PLL contient un oscillateur qui peut fonctionner jusqu'à plus de 10 MHz. Le quartz, connecté entre les bornes 3 et 4 du circuit, agit comme une réaction pour la porte CMOS. Le signal $f_{xtal}/2$ est disponible à la borne 5 et peut être utilisé pour un changement de fréquence ou mélange dans le cas de boucles plus complexes.

Le diviseur de référence vaut 512 si l'entrée FS est au niveau logique 1 et 1024 si l'entrée FS est au niveau logique 0. On a finalement, entre fréquence de comparaison et f_Q, les relations suivantes :

$f_{comp} = f_Q/2048$ si FS = 0.
$f_{comp} = f_Q/1024$ si FS = 1.

Pour établir ces équations, il ne faut pas oublier le diviseur par deux inséré entre l'oscillateur et le diviseur de référence. Avec un quartz de 10,240 MHz, la fréquence de comparaison vaut soit 10 kHz, soit 5 kHz, avec un quartz de 5,120 MHz on a soit 5 kHz, soit 2,5 kHz.

Le signal à diviser est appliqué à la broche 2. Sous 5 V d'alimentation, l'impédance d'entrée est équivalente à la mise en parallèle d'une résistance de 1 MΩ et d'un condensateur de 6 pF. Aux bornes de cette impédance, le signal d'entrée aura une amplitude crête-à-crête de 1 V dans le cas d'une onde sinusoïdale.

Le signal est traité par le diviseur programmable par N avant d'attaquer le comparateur phase/ fréquence. Le diviseur programmable par N est un compteur 9 bits et N peut être choisi entre 2 et 511. Les deux mots de programme les plus faibles correspondant à 0 et 1 sont invalidés et s'ils sont malgré tout programmés, on obtient systématiquement une division par 2 et 3.

Le compteur 9 bits est amplement suffisant pour notre application.

On peut choisir soit une fréquence de comparaison de 5 kHz, soit 10 kHz. Les tableaux des **figures 4 et 5** donnent la valeur des mots à programmer dans les deux cas. Quelle que soit la fréquence de comparaison, 5 ou 10 kHz, cinq bits sont fixes et quatre restent à programmer pour déterminer la fréquence d'émission.

On peut remarquer que dans le cas de l'emploi d'un prédiviseur par 40 en lieu et place d'un diviseur par 20, la fréquence de comparaison peut prendre trois valeurs : 2,5 kHz, 5 kHz ou 10 kHz.

Il n'y a aucun intérêt à choisir une fréquence de comparaison faible puisque l'espacement entre les 3 canaux est un multiple de 400 kHz.

Au contraire, pour simplifier le filtrage, la fréquence de comparaison doit être choisie la plus haute possible.

Le comparateur phase/ fréquence associé à un filtre passif ou un filtre actif non inverseur asservit un VCO dont la fréquence augmente lorsque la tension de commande augmente. En effet, le signal présent à la sortie du détecteur phase/ fréquence est à l'état haut lorsque la fréquence d'entrée est trop basse et est à l'état bas lorsque la fréquence d'entrée est trop haute. Nous verrons que la sortie du détecteur - borne 7 - est envoyée vers un filtre inverseur et un inverseur qui rétablit la phase.

suite page 55

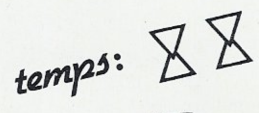


Branchez un téléphone sur votre émetteur-récepteur

De nombreux émetteurs-récepteurs, de type CB ou autres, sont utilisés pour établir des liaisons à but utilitaire entre un véhicule et une station fixe (bureau ou domicile).

En l'absence de système d'appel sélectif, le conducteur du véhicule peut facilement rester en écoute permanente (avec squelch), mais la chose est plus difficile côté poste fixe. Par ailleurs, l'exploitation classique sur micro à pédale et haut-parleur convient beaucoup mieux à la station mobile qu'à la base.

Le montage qui va être décrit permet de brancher très simplement un ou plusieurs postes téléphoniques ordinaires sur le poste fixe, permettant d'établir et de couper la liaison par simple décrochage ou raccrochage du combiné.

temps:


difficulté:

dépense: $



Hypothèses simplificatrices

Le couplage d'un réseau radiotéléphonique à un réseau téléphonique est une opération complexe si l'on souhaite garantir une parfaite « transparence » vis-à-vis des usagers fixes ou mobiles.

Il nous a semblé qu'entre la solution professionnelle sans compromis et l'abandon du projet, il pouvait exister un moyen terme supposant l'acceptation de certaines restrictions de service en contrepartie d'une simplification de l'exploitation.

Le problème fondamental devant être résolu est que la liaison radio fonctionne presque toujours en **alternat**, c'est-à-dire avec commutation parole-écoute.

Si la liaison doit être renvoyée sur un poste téléphonique **ordinaire**, il n'est plus possible de prévoir une commutation manuelle à cet endroit.

Une commutation automatique (dite VOX) est réalisable, mais est délicate à mettre en œuvre si le raccordement du poste se fait par une seule paire de fils.

La solution que nous proposons est basée sur l'observation du trafic habituellement écoulé sur ce genre de liaisons : essentiellement de brefs messages avec réponse ou confirmation immédiate tout aussi brève.

Décidons donc arbitrairement de faire alterner sans relâche, par exemple sept secondes d'émission de la base avec quatorze secondes d'écoute et ainsi de suite. Aux opérateurs d'insérer leurs messages dans ces « fenêtres » : avec très peu d'habitude, tout se passe fort bien.

Ce cycle ne se déroulera évidemment que tant que le combiné du téléphone sera décroché.

Au décrochage, une période d'écoute sera ménagée afin que l'opérateur puisse s'assurer que le canal est libre : dans le cas contraire, il raccroche et renouvelle sa tentative plus tard.

Si la voie est libre, il attend que le souffle disparaisse (passage en émission) et fait son annonce d'appel. Dès la réponse du mobile, le dialogue peut s'engager : l'opérateur du véhicule entend fort bien la fin des périodes d'émission de la base, même si aucune parole n'est prononcée, et peut donc régler son émission en conséquence. L'opération inverse n'est par contre pas prévue : le mobile ne peut pas faire « sonner » le téléphone, fonction qui relèverait tout bonnement de l'appel sélectif.

Rien n'empêche évidemment de convenir que la station fixe passera en écoute toutes les demi-heures ou toutes les heures !

Au prix de ces quelques contraintes qui, nous l'avons vérifié, n'entravent pas vraiment l'efficacité du trafic, il est possible de concevoir un montage **extrêmement simple** permettant d'utiliser un poste téléphonique **absolument normal** pour l'exploitation du radiotéléphone.

Un nombre quelconque de postes peuvent même être couplés en parallèle, et avoir ainsi accès à la voie radio séparément ou ensemble.

Le ou les postes n'exigent qu'une simple paire de fils, même longue, pour rejoindre l'équipement radio : pas de coaxiaux ou de câbles bindés ou multifilaires !

Il est donc possible de prévoir un unique « centre radio », placé en un point favorable très près de l'antenne, et de l'exploiter à l'autre bout de la ligne.

Aucun risque d'émission intempestive n'est à craindre, car la fonction émission peut être totalement bloquée dès lors que tous les postes téléphoniques sont raccrochés.

Le circuit adaptateur

Le cœur du montage de la **figure 1** est un multivibrateur à 555 dont le cycle est fixé par deux résistances de 56 kΩ et un condensateur de 100 µF. C'est évidemment sur ces composants qu'il conviendra d'agir si l'on souhaite modifier la durée des périodes d'émission et/ ou de réception de la station fixe.

Ce 555 commande directement un relais européen 12 V deux inverseurs, chargés d'assurer les commutations voulues. Notons qu'une sortie 15 V est prévue pendant toute la durée de réception. Celle-ci peut commander le voyant existant éventuellement sur certains postes téléphoniques acceptant plusieurs lignes (« intercoms »).

Ainsi, l'usager saura qu'il ne doit pas parler lorsque le voyant est allumé.

Rappelons cependant que ce

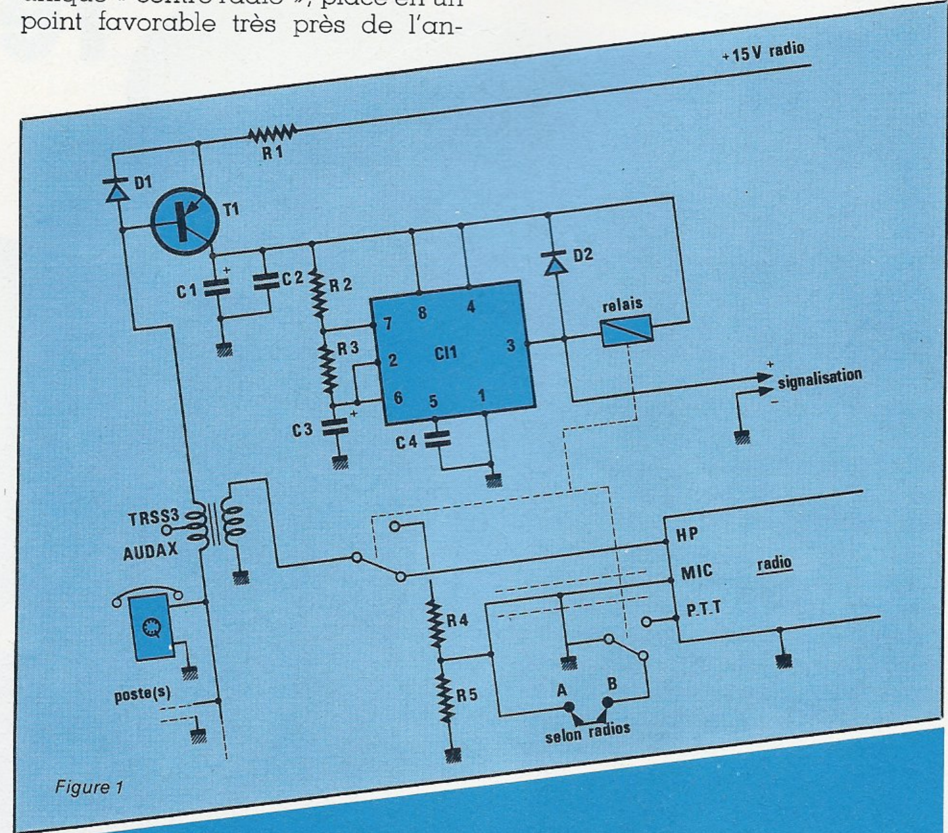


Figure 1



perfectionnement est parfaitement facultatif, le bruit de fond perçu en réception suffisant amplement pour identifier cet état du système.

Le 555 est alimenté à partir du 15 V (ou 12 V) destiné à l'émetteur-récepteur, lequel doit fonctionner en permanence, sans squelch.

Le transistor 2N 2905 n'autorise l'alimentation du multivibrateur que si un courant circule dans la « ligne téléphonique », autrement dit si un poste au moins est décroché. Le couplage « modulation » s'opère par l'intermédiaire d'un transformateur (TRSS 3 AUDAX) : cette pièce permet d'éviter que le long fil de ligne ne rejoigne directement l'entrée « micro » de l'émetteur, ce qui constituerait un risque de parasitage BF.

Ce même transformateur assure, pour la sortie haut-parleur du récepteur, la continuité électrique qui peut, avec certains matériels, se révéler nécessaire.

Un pont diviseur amène le niveau du signal prélevé à une valeur compatible avec l'entrée micro de l'émetteur. Son rapport n'est pas critique, en raison de la présence dans l'émetteur, du circuit compresseur de modulation.

Un contact du relais assure la mise à la masse de l'entrée de commutation « PTT » (Push To Talk) de l'émetteur.

En position repos, il peut court-circuiter l'entrée micro si des accrochages se produisaient. Certains matériels exigent cette mise à la masse, d'autres l'interdisent. On établira ou non la liaison A-B selon le résultat des premiers essais pratiqués.

Pour la commodité du lecteur, nous reproduisons en **figure 2** le schéma classique d'un micro d'émission, et de son branchement sur l'émetteur-récepteur.

On notera, entre autres choses, que le signal reçu est disponible à travers le haut-parleur : c'est suffisant compte tenu du faible niveau nécessaire pour attaquer un téléphone. Une simple prise de type « micro » suffit donc le plus souvent pour raccorder le montage, alimentation exceptée.

Dans les cas particuliers, on pourra établir des connexions différentes, par exemple à partir d'une éventuelle prise pour haut-parleur

Figure 2

carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+
EL			+

Prix total TTC → =
Ajouter sur cette ligne les frais de port (12 F pour la France → métropolitaine ; 18 F pour DOM-TOM et étranger) +
Pas d'envoi contre remboursement Total à payer → =

supplémentaire.

Notre interconnexion des contacts du relais restera cependant valable dans l'immense majorité des cas.

Réalisation pratique

La grande simplicité du schéma théorique se retrouve dans le circuit imprimé de la **figure 3**, dont les très petites dimensions autorisent une incorporation facile dans le système complet.

L'implantation est à exécuter en conformité avec la **figure 4**. Cette opération n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est que le fil rejoignant l'entrée micro de l'émetteur devra être blindé individuellement.

On regroupera alors en un même sous-ensemble l'émetteur-récepteur, son alimentation secteur (s'il n'en contient pas déjà une), et l'adaptateur qui vient d'être assemblé.

L'antenne étant branchée, il ne reste qu'à tirer une ligne bifilaire de longueur à peu près quelconque pour desservir le ou les postes téléphoniques devant avoir accès à la voie radio.

Il est bien évidemment exclu qu'un poste relié à ce montage soit raccordé en même temps à un autre circuit (par exemple une ligne d'autocommutateur), sauf s'il s'agit d'un poste acceptant plusieurs lignes. Dans ce dernier cas, une touche particulière donnerait accès à la voie radio comme à toute ligne normale.

Le niveau sonore en réception pourra être réglé une fois pour toutes en agissant sur le potentiomètre de volume du récepteur. Le squelch sera pour sa part mis hors service.

Conclusion

Ce montage très simple ne prétend évidemment pas concurrencer les systèmes professionnels de raccordement de réseaux radio à des installations téléphoniques.

Il peut cependant représenter une solution élégante à divers problèmes rencontrés par les utilisateurs relativement occasionnels de liaisons radio à vocation utilitaire.

Patrick GUEULLE

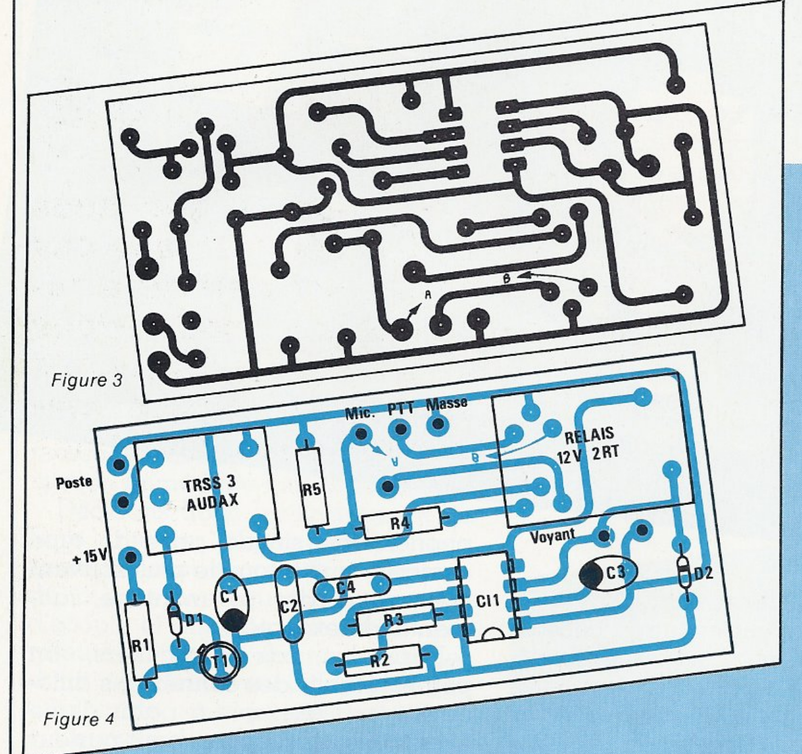


Figure 3

Figure 4

Nomenclature

Résistances 1/4 W 5 %

R_1 : 10 Ω
R_2 : 56 kΩ (voir texte)
R_3 : 56 kΩ (voir texte)
R_4 : 27 kΩ
R_5 : 560 Ω

Circuit intégré

CI_1 : LM 555

Transistor

T_1 : 2N 2905

Autres semi-conducteurs

D_1 : 1N 4001
D_2 : 1N 4001

Condensateurs

C_1 : 100 µF 16 V
C_2 : 0,1 µF MKH
C_3 : 100 µF 16 V
C_4 : 10 nF MKH

Divers

1 transfo TRSS 3 AUDAX
1 relais européen 12 V 2RT
1 connecteur « micro » pour l'émetteur-récepteur
1 poste téléphonique

RADIO PLANS

Veuillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom : ....

Prénom : ....

Rue : ....

N° : ....

Ville : ....

Complément d'adresse : ....

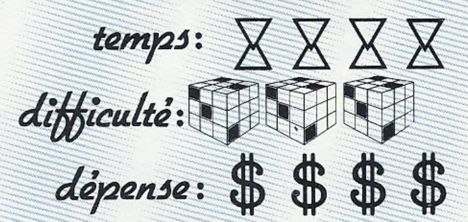
Code Postal : ....

Je joins à cette commande mon règlement par :

☐ Chéque bancaire ☐ C.C.P. (sans n° de compte) ☐ Eurochéque

Console "AC ODDY Théâtre"

4e partie : Module ligne stéréo



Le module que nous allons décrire dans ces pages est destiné à recevoir les modulations venant des machines stéréo: telles que magnétophones, platines laser, tourne-disques préamplifiés et préégalisés, lecteurs de jingles et d'indicatifs, etc.

Il comporte un indicateur de niveau à LED de 30 dB de dynamique pour chacune des voies.

Comme nous avons déjà vu le préampli MICRO/LIGNE mono, les correcteurs de tonalité MONO et STÉRÉO, ce module va permettre de faire son choix pour les 12 premières tranches de notre console, et de remplir activement 24 emplacements, « On avance, on avance, on avance... »

Faisons le point

Le moins que l'on puisse dire est que la console AC Oddy théâtre est un « gros morceau », et de mémoire de lecteur il semblerait bien que RADIO PLANS soit la première revue à présenter une telle réalisation avec l'assurance de pouvoir se procurer TOUS les éléments nécessaires, tant mécaniques qu'électroniques. Pour en arriver là, il a fallu proscrire d'emblée les pièces trop spécifiques (ou se faire garantir leur réelle disponibilité par des fournisseurs dignes de confiance, tels les établissements SONEREL, MCB, MILLERIOUX, etc.). Donc, pour répondre aux nombreuses demandes des lecteurs il n'y aura pas de malaise de ce côté.

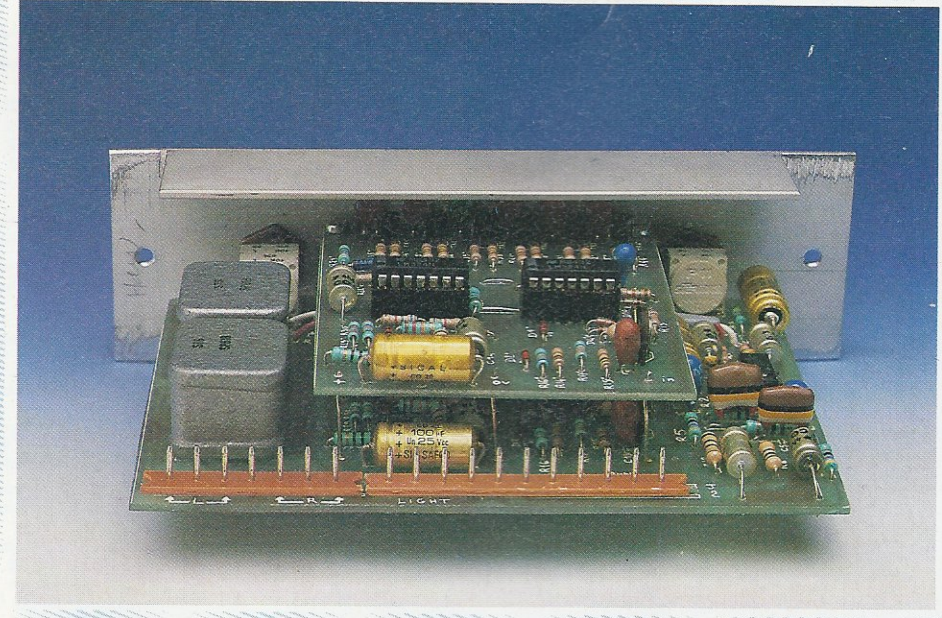
Beaucoup d'entre vous demandent aussi à combien revient cet ensemble. Il est très difficile de répondre d'une manière précise à cette question, dans la mesure où le nombre des options est très important : la poursuivrez-vous jusqu'au bout en « MULTIPISTE » ; l'équiperez-vous de faders RUWIDO ou de MCB, opterez-vous pour la symétrisation complète des lignes stéréo ; choisirez-vous des inters à contacts or ou argent, etc. ?

Tous ces éléments interviennent de façon importante sur le coût si l'on tient compte du fait qu'un fader MCB est 6 fois plus cher qu'un RUWIDO, et qu'un inter OR représente l'investissement de 3 modèles identiques argent ! D'autre part, l'annonce d'une somme quelconque peut effrayer et rebuter bêtement : si vous faisiez le compte de tout ce que vous possédez vous seriez bien surpris de constater que vous avez pu réunir un tel capital. Faites-le donc pour vos disques par exemple, l'achat d'un diamant neuf vous sera moins cruel !

Toutefois, pour ne pas jouer les langues de bois, nous pouvons indiquer qu'il serait difficile de concevoir la version de base pour moins de 15 000 francs, et les deux consoles théâtre plus MULTI en version luxe pour moins de 50 000 francs. Pour fixer les idées, ajoutons que la version luxe complète pourrait être évaluée à 200 000 francs chez un constructeur sérieux, utilisant des composants de qualité (celà correspond à 12/3/8 équipée MCB et symétrisée MILLERIOUX). Il faut préciser malgré tout que ceux d'entre-vous qui opteront pour une version économique n'auront pas pour autant un « sous-produit » car les composants les meilleurs marché que nous proposerons possèdent un excellent rapport qualité-prix, et qu'il sera possible de venir progressivement à la version luxe en fonction de ses moyens.

Profitons encore de cette mise au point pour rassurer ceux d'entre-vous qui nous demandent pendant combien de temps la rubrique « services » sera valable : pas de limite fixée à ce jour et la garantie d'approvisionnement sur au moins deux ans. Seuls les prix pourront varier.

Enfin, petite note personnelle de l'auteur à tous ceux qui lui font



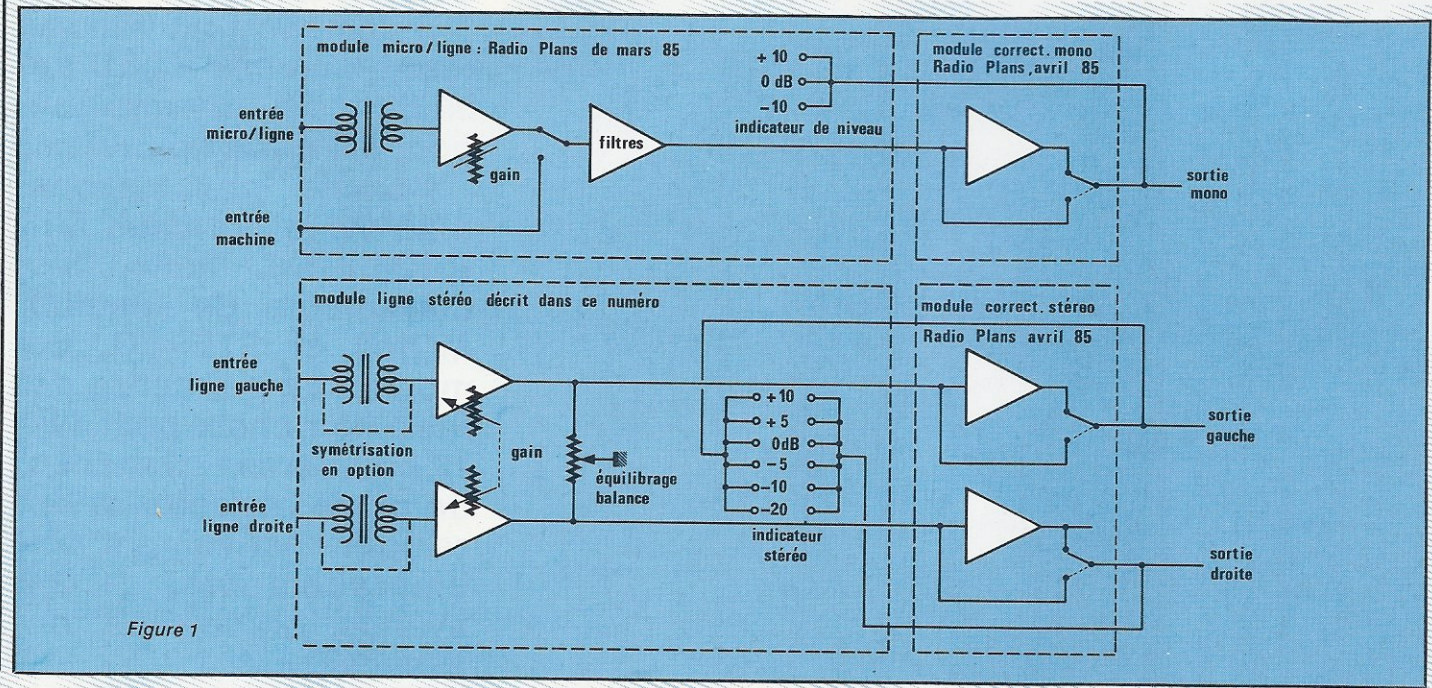


Figure 1

confiance (et ils sont nombreux !) : MERCI. Il n'a pas appris leur existence sans une certaine émotion, et se fait un honneur de leur assurer la réussite de cette grande aventure commune.

Analyse du module ligne stéréo

Pour situer ce module ligne stéréo dans son contexte, nous vous invitons à vous reporter à la *figure 1*. Dans la partie supérieure on retrouve le module MICRO/LIGNE (décrit en mars dernier), suivi d'un correcteur de tonalité MONO (vu en avril dans RADIO PLANS). Cet assemblage est typique aux voies « micro ». La sortie insertion n'a pas été représentée ici, et il est possible qu'elle soit câblée de façon légèrement différente de ce que nous avions annoncé. Pas de panique, tout le reste est inchangé ! Il se trouve qu'il pourrait y avoir intérêt à insérer après le correcteur, et à câbler la prise « direct out » de telle sorte qu'il soit possible d'isoler la tranche, peut-être même à la sortie du fader. Cette disposition satisferait les « multipisteurs » impatients. Nous en reparlerons en temps opportun.

La partie inférieure de la *figure 1* met en évidence l'assemblage type d'une tranche stéréo : chaque voie, après symétrisation (option), attaque un ampli de gain variable destiné à ajuster le régime de travail de la source, et part - après équilibrage - vers un correcteur stéréo comme décrit dans le numéro du mois dernier. Le point de mesure pour l'indicateur de niveau est identique à la version MONO, c'est-à-dire à la sortie du correcteur. Nous avons longuement dit pourquoi lors de la réalisation des correcteurs, nous n'y reviendrons donc pas.

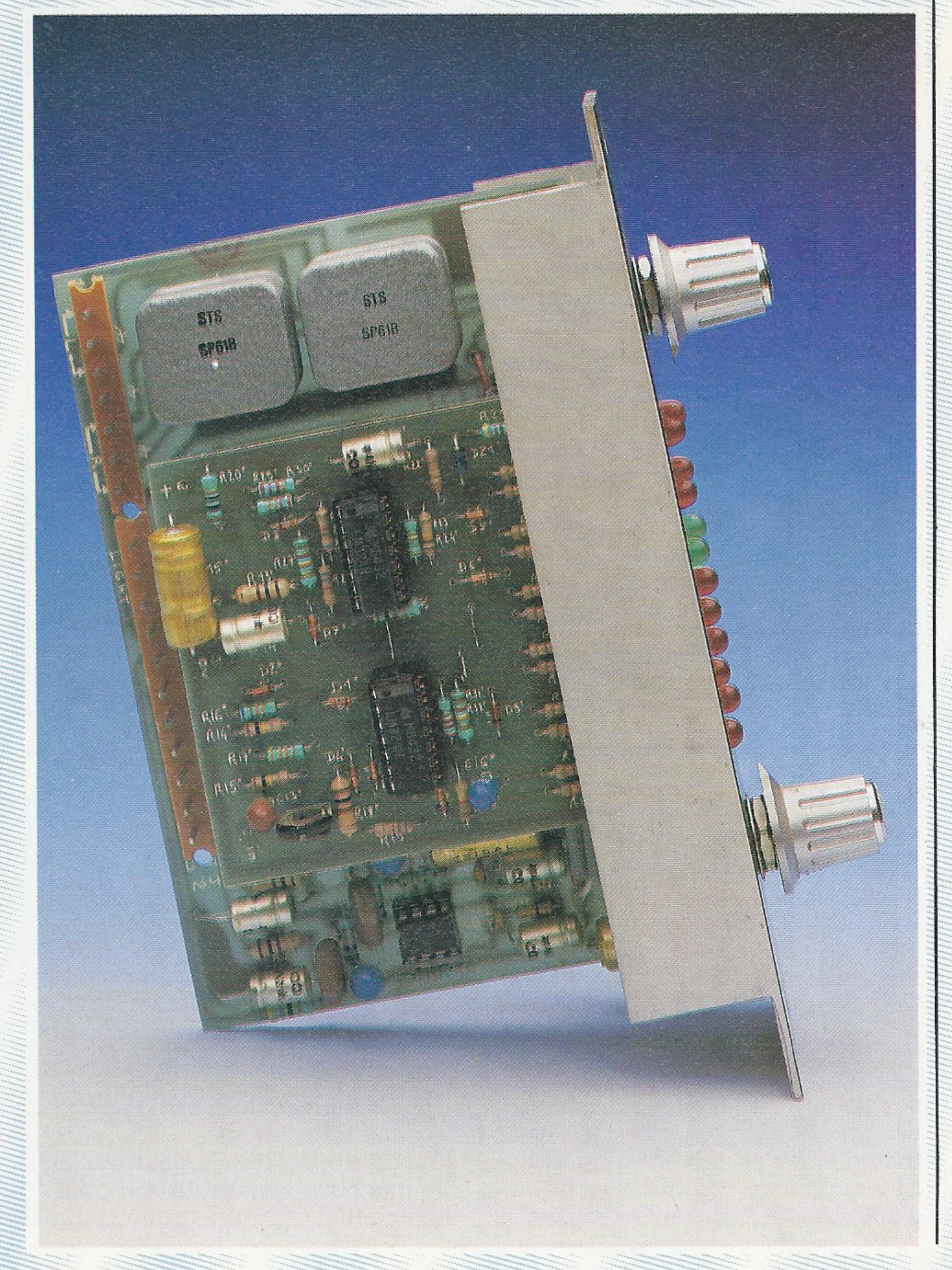
Il faut cependant noter que l'indicateur de niveau stéréo est plus complet - entendre là, d'une plus grande définition - que son homologue mono. Ceci est dû au fait qu'il est employé à la fois pour éviter toute surcharge et aussi pour stabiliser les niveaux droite-gauche.

Fonctionnement audio

Une fois de plus, il faut faire la différence entre les circuits traitant le message sonore et ceux affectés à des fonctions annexes. Commençons par la partie audio pure et pour celà, reportons-nous au schéma isolé de la *figure 2*. Pour chaque canal, la modulation est appliquée à un transformateur d'isolement SP 61 B de MILLERIOUX. Dans le cas présent, les enroulements sont couplés de telle sorte qu'ils présentent les caractéristiques suivantes : Primaire 600 Ohms, Secondaire 600 Ohms, bande passante 60 Hz à 20 kHz, niveau 20 dB, puissance 100 mW.

Chacun fera en fonction de ses moyens et on pourra, si on le désire, entrer en asymétrique en posant juste 4 straps en lieu et place des SP 61. Les secondaires de ceux-ci sont chargés par un potentiomètre double de bonne facture, servant à doser le niveau à traiter. Chaque curseur transmet son information aux amplis op. par l'intermédiaire de C_1 ou C_7. C_2 et C_8 limitent la bande passante aux fréquences élevées indésirables.

L'ampli op est double, et chaque portion est montée en non-inverseuse. Chacun sait que dans ce cas le gain de l'étage est toujours supérieur à 1. Pour détailler le fonctionnement de la balance, nous vous invitons à vous reporter à la *figure 2b*. Seuls sont représentés les éléments permettant d'intervenir sur le gain : R_2, R_3 et P_2 qui est ici monté en résistance variable. Pour permettre une adaptation aisée à tous les types de sources, il a été décidé que le potentiomètre de volume P_1 devrait autoriser un relevé de 10 dB par rapport à sa position de travail nominale. Ceci étant convenu, on conçoit aisément que



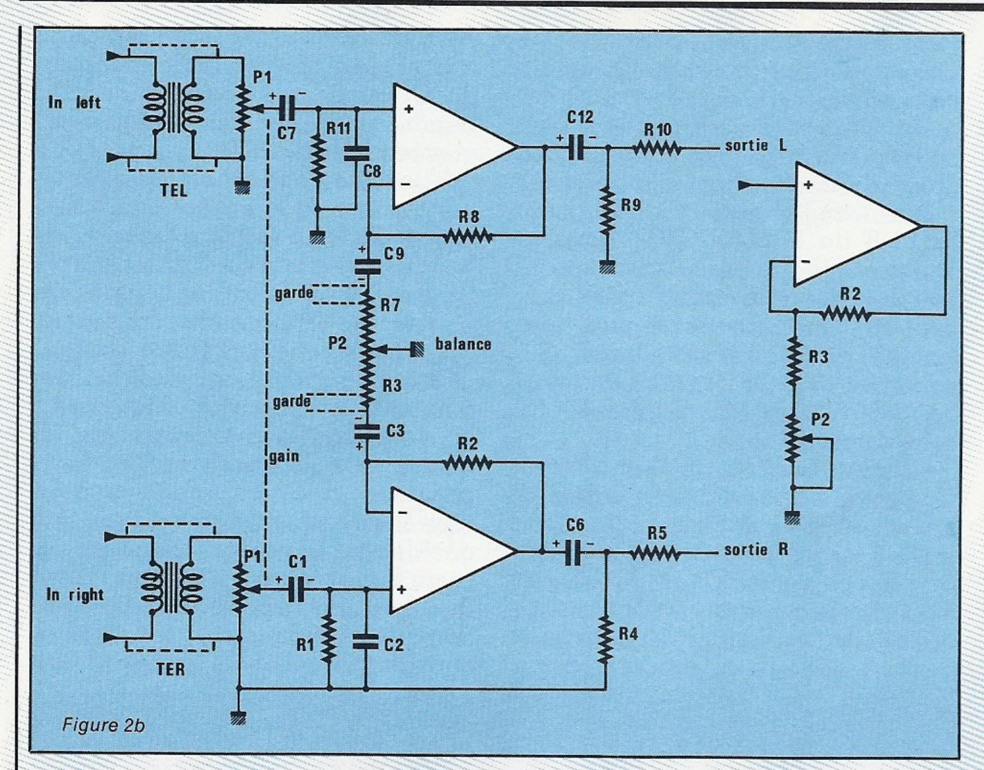


Figure 2b

comme P_1 ne peut qu'atténuer la source, le gain de l'ampli op sera de 10 dB (× 3,16) à l'équilibre. Les valeurs des composants sont les suivantes : $R_2 = 33$ kΩ, $R_3 = 4{,}7$ kΩ, $P_2 = 22$ kΩ lin. à l'équilibre le curseur de P_2 est à mi-piste, et la résistance additionnelle à R_3 est de 22 kΩ/2 = 11 kΩ. Dans cet état, le calcul du gain est le suivant :

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_3 + P_2/2}$$

soit

$$\text{soit } 1 + \frac{33}{4{,}7 + 11} = 3{,}2448$$

donc + 10 dB à 1/2 dB près. Dans la position où P_2 est court-circuité par son curseur, le gain se redéfinit ainsi :

$$G = 1 + \frac{33}{4{,}7} = 8{,}02 \text{ soit } + 18 \text{ dB}$$

Enfin, si P_2 s'ajoute entièrement à R_3, on trouve :

$$G = 1 + \frac{33}{4{,}7 + 22} \; 2{,}23 \text{ soit } + 7 \text{ dB}$$

Si l'on tient compte que le signal a été écrasé de 10 dB par P_1, on obtient respectivement les gains suivants : 0 dB, + 8 dB, − 3 dB.

En pratique celà revient à ce que quand P_1 est en position nominale, la balance à l'équilibre n'a pas d'action sur les gains. Par contre, si P_2 est tiré à fond d'un côté ou de l'autre, une voie sera relevée de 8 dB pendant que l'autre sera affaiblie de 3 dB.

C'est une balance un peu particulière direz-vous, puisqu'elle n'affaiblit pas d'autant qu'elle relève. Pourtant, à l'usage, elle présente un intérêt certain : chacun sait qu'il n'est guère facile d'équilibrer deux signaux mouvants avec une commande qui amplifie une voie d'autant qu'elle réduit l'autre. Celle que nous vous proposons est beaucoup plus souple et précise ; en agissant de la sorte : doser le signal maximum tolérable à l'aide de P_1, puis relever le canal le plus faible avec P_2.

Pour les lecteurs qui s'étonneraient des performances d'affaiblissement restreintes, rappelons que le déséquilibre maxi est de 11 dB. Si une source stéréophonique ne se satisfaisait pas d'un tel réglage, c'est qu'il y aurait un problème de source.

Maintenant que la partie audio pure est analysée, nous pouvons passer au schéma complet de notre module et en décortiquer les périphériques.

Le schéma complet

Il est représenté à la *figure 3*, et l'on peut reconnaître à la partie gauche du dessin, le sous-ensemble que nous venons de voir précédemment. La partie droite définit les deux indicateurs de niveaux à LED. Ils sont strictement identiques, et c'est pourquoi nous vous invitons à suivre avec nous celui qui est représenté au bas de la figure, et qui se structure autour de IC_2 et IC_3.

Le signal provenant de la sortie du correcteur de tonalité, attaque un redresseur double alternance constitué de 2 éléments de IC_2. Les fidèles lecteurs de RADIO PLANS auront reconnu de suite le schéma qui nous servit, en août 1983, à réaliser un indicateur à 16 LED. Pour les plus jeunes d'entre-vous, nous allons en voir brièvement le fonctionnement.

Le signal alternatif à mesurer attaque les deux amplis INVERSEURS au travers de C_{13} et respectivement R_{14} et R_{15}. Pour une alternance positive de celui-ci, D_1 se bloque et D_2 conduit, mettant de ce fait R_{16} en contre réaction « active ». Il en résulte qu'au point de jonction de R_{16} / R_{17} se trouve une tension négative correspondant à la valeur de la tension positive d'entrée multipliée par le gain de l'ampli soit R_{16} / R_{14}, (en valeur absolue s'entend).

Pour les alternances d'entrée négatives, c'est D_2 qui se bloque et D_1 qui conduit. Cette contre-réaction totale amène cette première partie de IC_2 à se comporter comme un redresseur mono-alternance ne délivrant que des tensions négatives ou nulles.

La deuxième portion de IC_2 travaille de façon identique mais inverse : en effet les diodes étant retournées, ce ne sont que les alternances négatives présentes à l'entrée de R_{15} qui en feront un redresseur mono-alternance ne délivrant que des tensions positives ou nulles. Toutefois, cet ampli est monté en sommateur-inverseur, et son gain est rendu variable par l'ajustable AJ_1. Comme il ne réagit qu'aux tensions d'entrée négatives, c'est la première partie de IC_2 qui lui en fournira pour les alternances positives sortant de C_{13}, et ce par la résistance de somme R_{17}.

Nous sommes bien en présence d'un redresseur double alternance, prêt à fournir des tensions exclusivement positives, et de niveau réglable par AJ_1. Ces tensions sont légèrement intégrées par C_{16}, et vont solliciter - pour comparaison - les entrées négatives du reste de IC_2 et des 4 amplis de IC_3. Ceci fait bien 6 comparateurs, recevant chacun une tension positive de référence provenant du diviseur de tension

multiple constitué de R_{22} à R_{33}, alimenté lui-même par une source de tension stabilisée par DZ_1, et lissée par C_{17}.

Nous ne donnerons pas le détail du calcul simple mais fastidieux des diverses valeurs du réseau de références, et nous vous proposons de vous reporter à vos archives, soit les numéros 429 et 435 de votre revue préférée. Sachez toutefois que quand il y a au moins égalité entre la tension représentative redressée du signal à mesurer et un point du diviseur de références, l'ampli associé commande le blocage du transistor, permettant ainsi d'activer la LED correspondante.

Les allumages ont été définis pour des rapports de + 10 dB, + 5, 0, − 5, − 10 et − 20 dB, sachant que 0 dB correspondra à 775 mV au point de mesure. Comme vous pouvez le constater, le réseau de référence est constitué d'un assemblage hétéroclite de résistances montées soit seules, soit par deux en série ou encore par deux en parallèle. Ce procédé a permis de se passer de résistances de précision, tout en conservant une rigueur de mesure très acceptable.

Pour en terminer avec cette analyse théorique, nous vous ferons remarquer que les alimentations positives et négatives, ainsi que les « zéro volt », sont complètement indépendantes et distinctes pour les circuits AUDIO et pour ceux appelés LIGHT. Ceci est voulu pour que toute action annexe à l'audio pure, n'intervienne en aucune façon sur celle-ci. Cette règle est à respecter pour toute conception mélangeant de l'analogique et du « digital ». Nous trouverons donc - quand nous décrirons l'alimentation générale de notre console - des réseaux AUDIO et d'autres LIGHT.

Néanmoins, pendant les essais et mises au point, il sera possible sans inconvénient majeur d'alimenter tout par la même source.

Cette double alimentation peut sembler une complication importante, mais à l'examen on doit admettre qu'il n'en est rien : en effet, on constate souvent que l'audio se contente en général d'une bonne source de un Ampère alors que les annexes peuvent consommer facilement 5 à 6 Ampères. Il est donc beaucoup plus aisé de maîtriser correctement la stabilisation d'un Ampère plutôt que de 6 ou 7.

Seuls les préamplis MICRO/LIGNE ont échappé à la règle, mais pour eux, il n'y avait que 3 LED par module, alors qu'ici il y en a 12.

Réalisation pratique

La concrétisation du schéma a imposé de répartir sur deux cartes

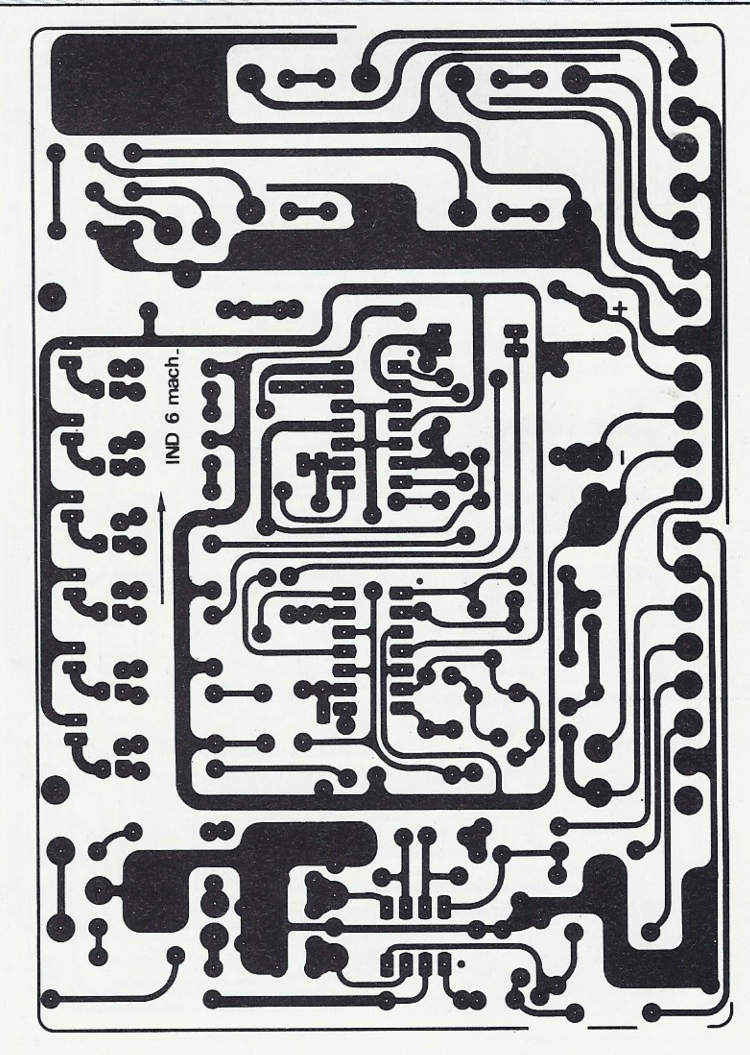
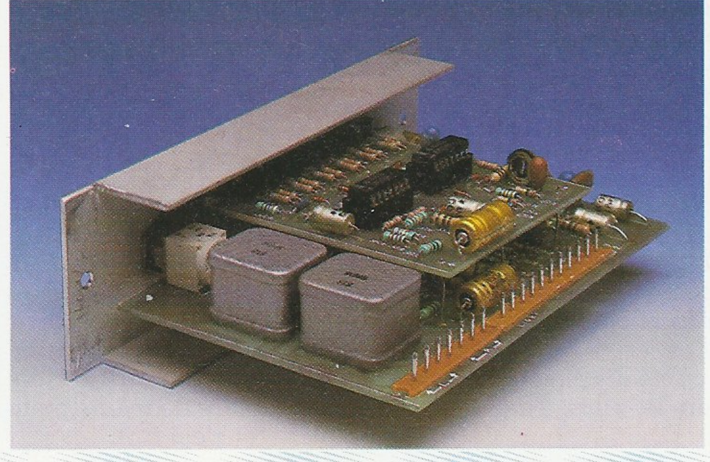
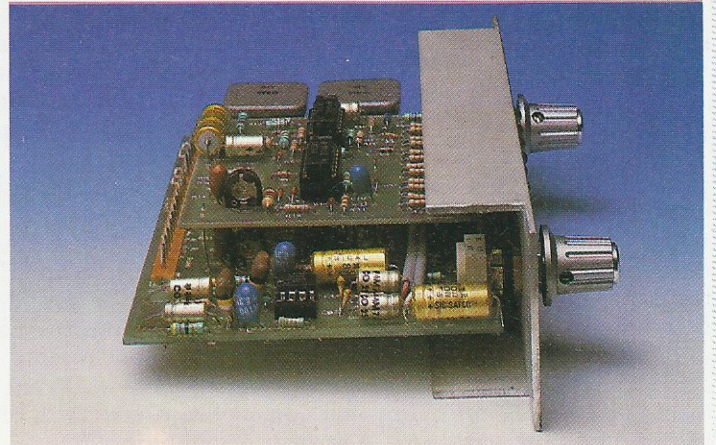


Figure 4





l'ensemble des composants. La séparation reste malgré tout très logique et rationnelle, une carte sert de base et porte les transfos, toute la partie audio, et l'indicateur de droite ; la deuxième se réservant l'indicateur de gauche complet.

La *figure 4* donne le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants de la plaque de base. Les connexions extérieures sont confiées à deux connecteurs : l'un comme mentionné en pointillés. Les connexions gauches de chaque entrée devenant des points très froids, puisqu'au potentiel 0 volts !

4. Attention au sens de chacune des diodes ! A ce sujet, on élèvera la Zener DZ_1 d'environ 2 mm, afin de lui autoriser une meilleure évacuation thermique.

5. Les potentiomètres ont été choisis chez SFERNICE pour leur excellent suivi des courbes et leur

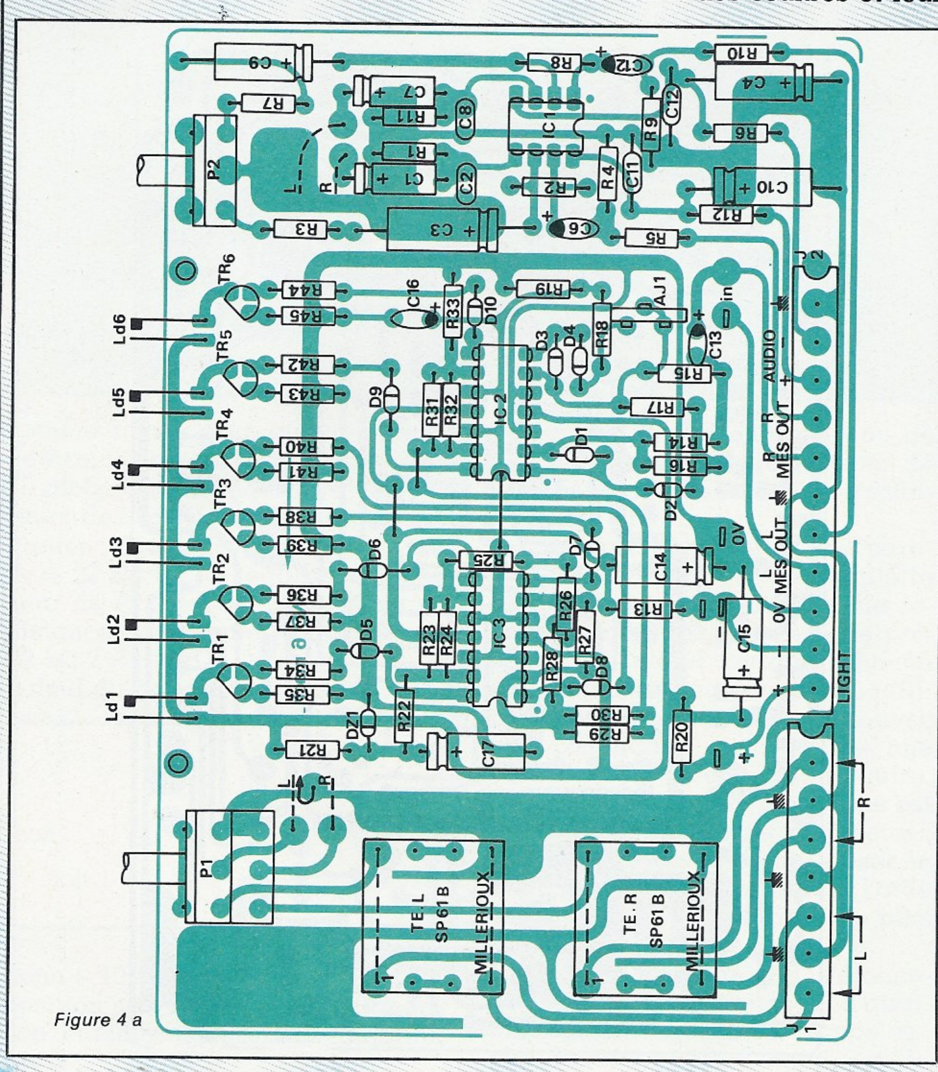


Figure 4 a

de 7 contacts, regroupe les entrées audio, pendant que l'autre, de 11 contacts, collecte les alimentations, les sorties, et les points de mesure.

Voyons ensemble les quelques points particuliers à cette carte :

1. Bien entendu, les circuits intégrés seront montés sur supports.

2. Si l'option avec transfo est retenue, on veillera à bien orienter celui-ci à l'aide des numéros gravés dans la partie inférieure de son blindage. La broche n° 1, repéré sur l'implantation, suffit à une orientation correcte.

3. Si l'option transfos est en stand by, on câblera 4 straps étanchéité. De plus, notre schéma de balance n'autorise aucune folie quant à la qualité de sa commande. Enfin, l'encombrement réduit des SFERNICE arrangeait bien l'auteur.

6. On effectuera la liaison par double câble blindé entre P_1 et C_1, C_7.

Un seul point de masse pour la tresse : côté P_1.

7. Les deux trous de chaque côté de la bande de LED seront percés à 3,5 mm. Ils sont destinés à recevoir les colonnettes de fixation de l'autre carte.

8. Les LED sont câblées côté cuivre. Consultez bien le plan d'assemblage.

9. Vous êtes avec Alary, tout va bien ! Voyons la deuxième carte.

La *figure 5* aura été repérée par le lecteur averti, comme étant la reproduction fidèle de la partie centrale de la carte de base. Toutes les remarques restent donc valables, sauf pour ce qui a trait au positionnement des LED. Elles sont montées normalement cette fois, et on pourra en trouver la confirmation en observant le plan d'assemblage de la *figure 6*. On y voit clairement à la fois la mise en place de celles-ci pour chaque carte, le montage des colonnettes, et les liaisons inter-cartes avec des pattes de résistances normalement destinées au rebut.

La *figure 7* quant à elle, donne le plan échelle 1 de la façade avant et de sa gravure, ainsi que la face arrière (en PVC de 5 mm). On trouvera aussi les renseignements nécessaires à l'usinage des modules (identiques aux préamplis MICRO/LIGNE), et au câblage d'essais. Le câblage définitif sera décrit prochainement, dès que les tranches seront totalement remplies : il reste à voir le module DEPARTS AUXILIAIRES (valable en mono et stéréo), les faders et les départs multipiste.

Inutile de vouloir avaler les étapes, il y a déjà pas mal de travail par mois en dosant comme nous le faisons : votre serviteur qui pousse déjà quelques « tirettes » en sait quelque chose ! et puis, il souhaite que vous soyez aussi fier (e) du dessous de votre console que du dessus. Un peu de patience, beaucoup de travail plaisant, et vous serez récompensé(e)s. Eh oui les machos du fer à souder, il y a des dames et des demoiselles qui réalisent la console AC ! attention à votre prestige !

Réglages

Ils se réduisent à caler les indicateurs. Pour celà on injecte une tension alternative à 100 Hz sur l'entrée droite, de 775 mV. La balance au centre, on règle P_1 de telle sorte que l'on retrouve exactement 775 mV à la sortie droite. On peut profiter de cet état de choses pour s'assurer du respect de la gravure de façade. Puis on règle AJ_1 pour que la LED correspondant à 0 dB s'allume juste. Faire de même pour la voie gauche et c'est fini.

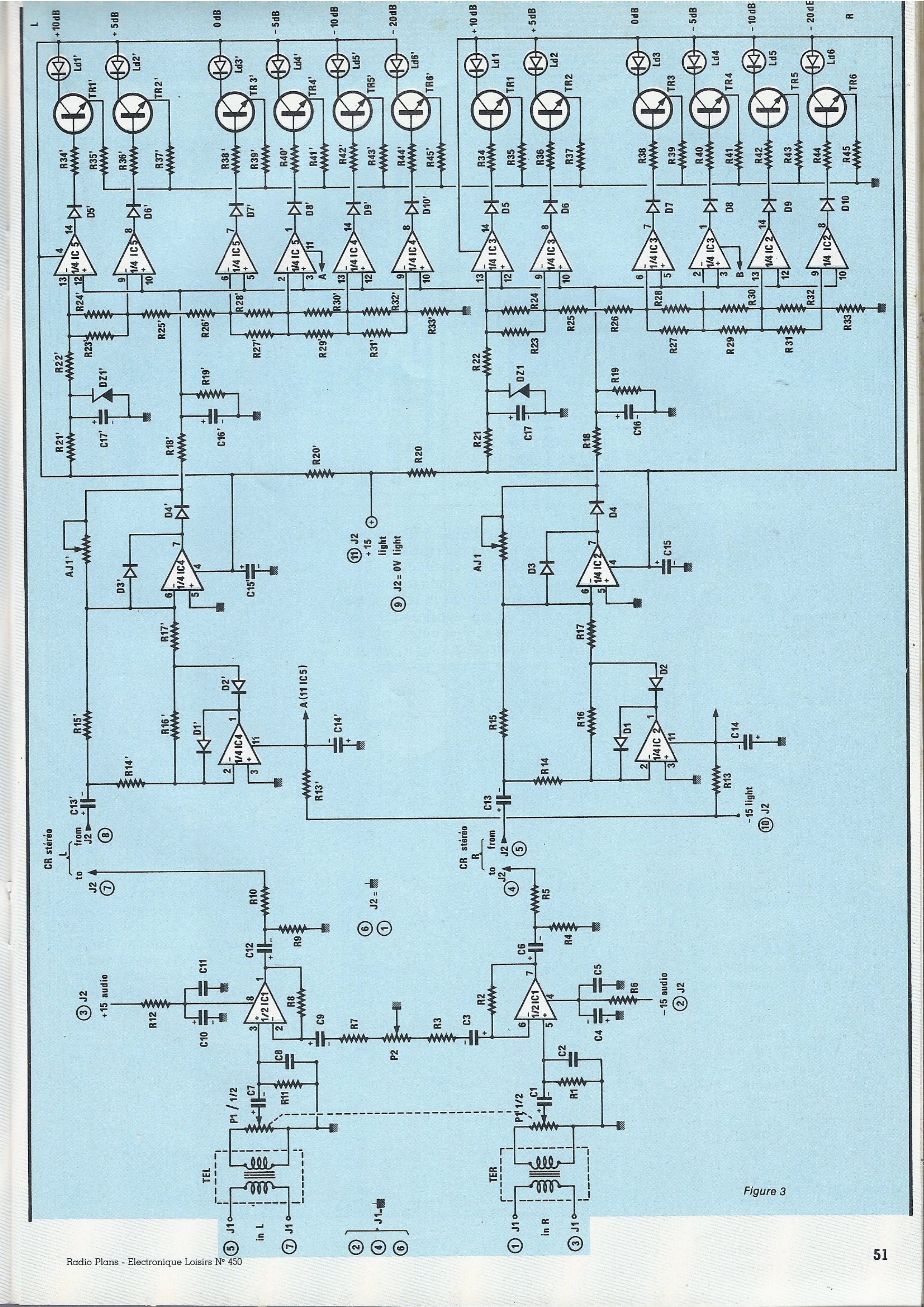

L
R
+10 dB
+5 dB
0 dB
-5 dB
-10 dB
-20 dB
CR stéréo
from J2
to J2
J2 = 0V light
+15 light
-15 light
+15 audio
-15 audio
in L
in R
TEL
TER

Figure 3

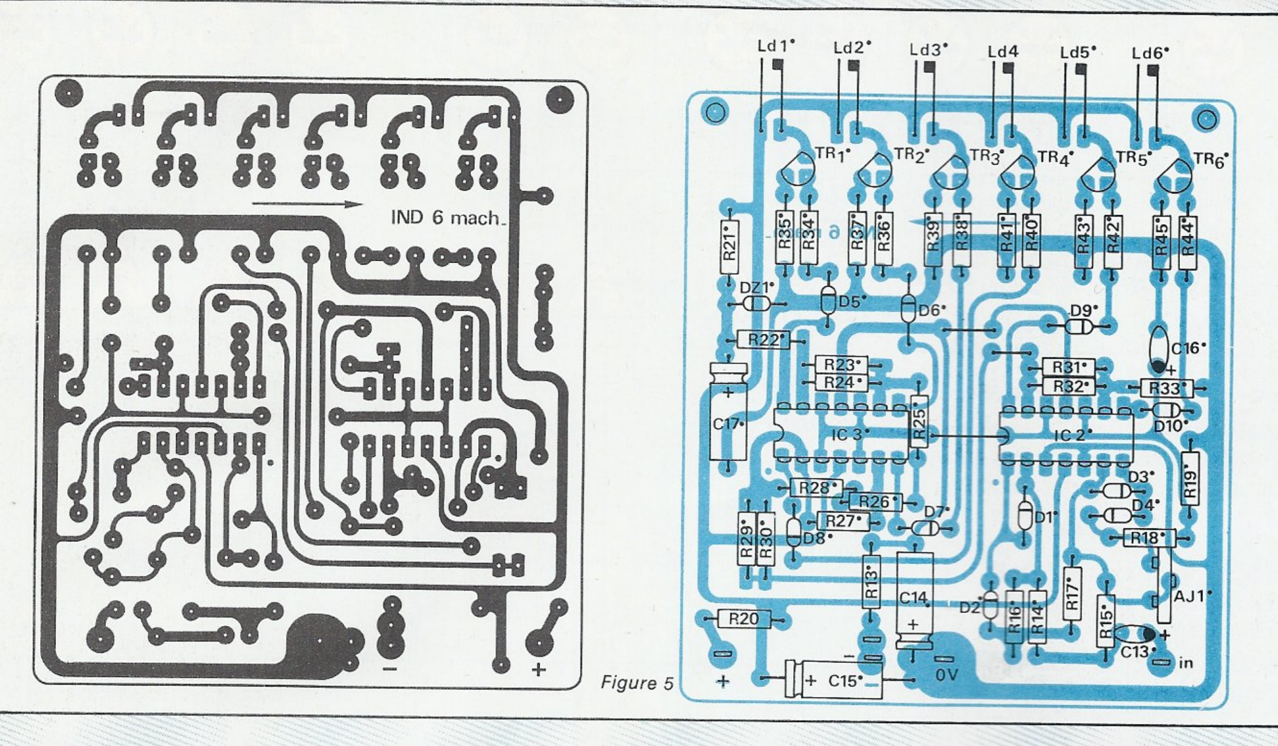


Figure 5

Le secret des boutons de couleur

Nombreux sont ceux d'entre-vous qui cherchent désespérément des boutons B25 avec calotte de couleur. Rassurez-vous, ils n'existent pas... D'origine ils sont de calotte argent, et l'auteur se fabrique lui-même ses pastilles de couleur dans des feuilles d'autocollant. Voici comment procéder : utiliser un tube de 10 mm de diamètre affuté et taillé comme indiqué *figure 8* (l'auteur a utilisé la partie la plus grosse d'une vieille antenne télescopique). Monter l'ensemble, sans trop serrer pour ne pas déformer le tube, dans le mandrin d'une mortaiseuse ou d'une perceuse à colonne et appuyer par petit coups sur la plaque d'autocollant en coupant la pellicule complètement mais en évitant de trancher le support. On peut en faire 3 600 à l'heure... et on choisit sa couleur !

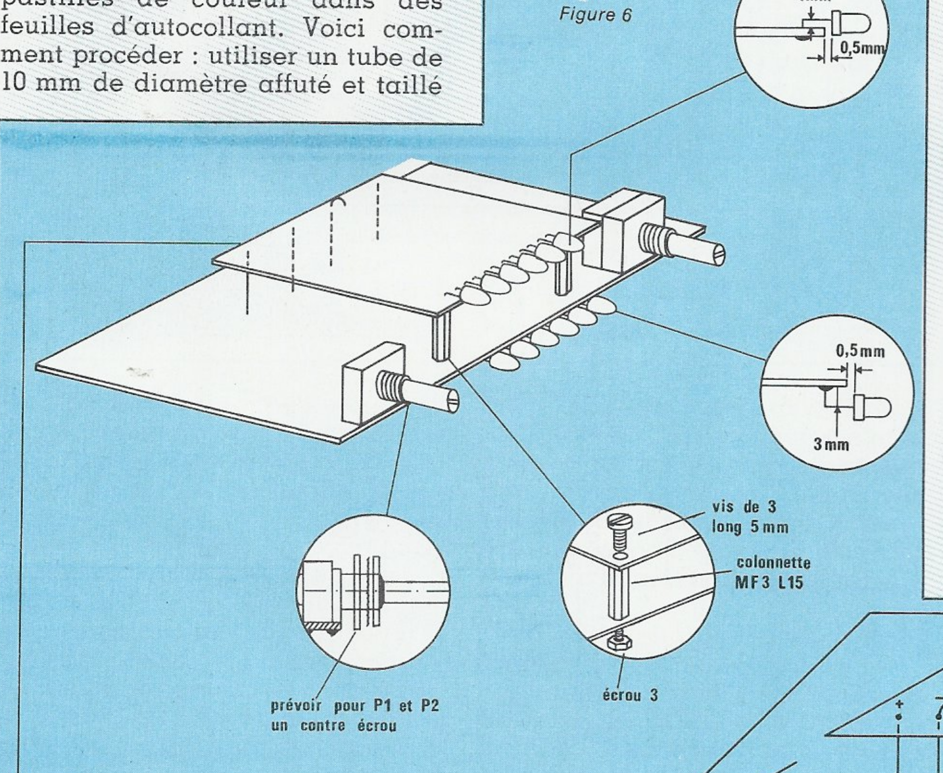
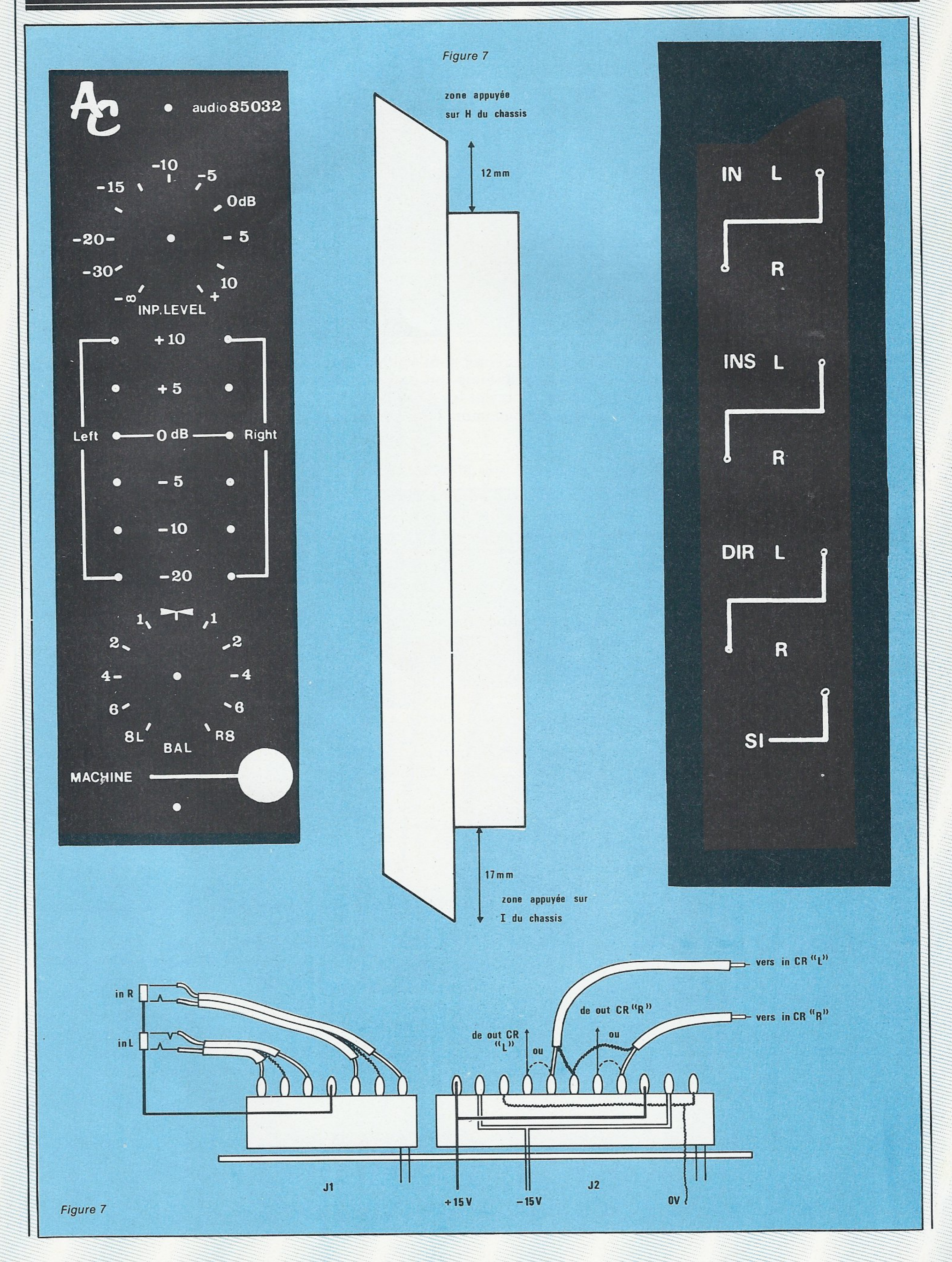


Figure 6

Services

Ce mois-ci, la rubrique service vous propose une plaque de circuit imprimé sérigraphiée des deux côtés (cuivre et composants aux repères de la nomenclature de RADIO PLANS), prête à graver et à percer. Cette plaque comporte les deux cartes définies dans ce numéro + les 9 cartes permettant de construire le correcteur stéréo du mois dernier + une carte fader stéréo pas encore décrite. L'auteur précise que les cartes proposées dans cette rubrique, ainsi d'ailleurs que tous les autres éléments, sont tirés d'après ses documents originaux, ce qui garantit une parfaite reproductibilité. D'autre part, vous pouvez aussi vous procurer la face avant sérigraphiée marron sur alu anodisé, étuvée, et protégée par un plasti-


Figure 7
AC
audio 85032
-10
-5
-15
0dB
-20-
- 5
-30
10
-∞
+
INP. LEVEL
+10
+5
Left
0 dB
Right
- 5
-10
-20
1
1
2
2
4-
-4
6
6
8L
R8
BAL
MACHINE
zone appuyée
sur H du chassis
12 mm
17mm
zone appuyée sur
I du chassis
IN L
R
INS L
R
DIR L
R
SI
vers in CR "L"
vers in CR "R"
de out CR "R"
ou
de out CR "L"
ou
in R
in L
J1
+15 V
-15 V
J2
0V
Figure 7

que transparent jusqu'à ce que vous l'ayez percée ; ainsi qu'une plaque de PVC de 5 mm d'épaisseur, regroupant 3 faces arrière pour ce module, sérigraphiée en blanc sur noir et protégée.

Pour avoir accès à ces services, demandez à RADIO PLANS, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS, la doc AC N° 285 *, en joignant une enveloppe timbrée à vos noms et adresse.

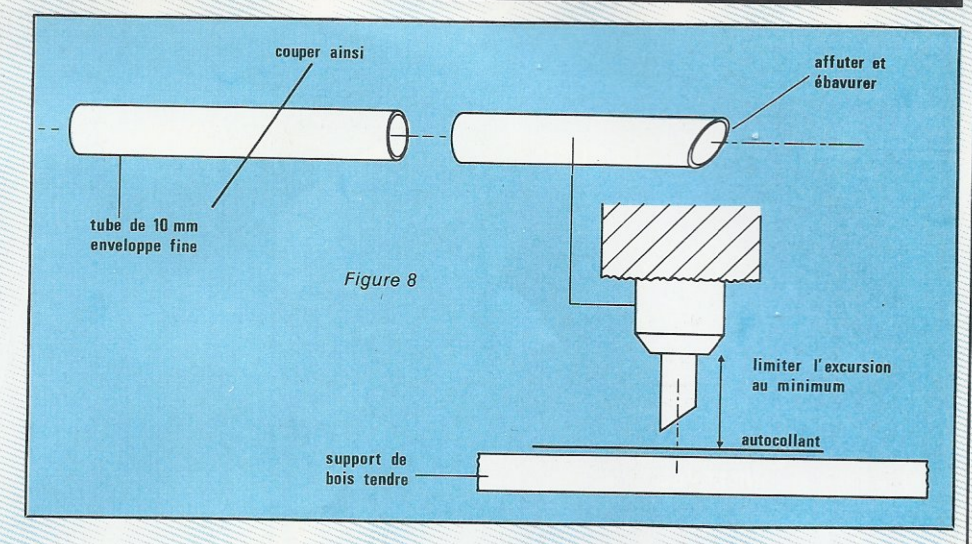


Figure 8

Conclusion

Comme nous l'avons dit en début de ce texte, voici déjà 24 emplacements remplis. Le mois prochain nous verrons le module DEPARTS AUXILIAIRES, qui est commun à chaque tranche d'entrée soit encore 12 emplacements servis. Pour tout vous dire, le mois qui suivra définira les faders et les départs multipistes. A ce moment là ce seront les 12 premières tranches qui seront complètes. A bientôt, et bon courage.

Jean ALARY

* Attention la doc 285 regroupe les services de plusieurs articles de la revue (N° 448, 449, 450).

Nomenclature

Résistances

R_1: 10 kΩ
R_2: 33 kΩ
R_3: 4,7 kΩ
R_4: 10 kΩ
R_5: 47 Ω
R_6: 100 Ω
R_7: 4,7 kΩ
R_8: 33 kΩ
R_9: 10 kΩ
R_{10}: 47 Ω
R_{11}: 10 kΩ
R_{12}: 100 Ω
- R_{13}: 100 Ω
- R_{14}: 100 kΩ
- R_{15}: 100 kΩ
- R_{16}: 68 kΩ
- R_{17}: 33 kΩ
- R_{18}: 100 Ω
- R_{19}: 6,8 kΩ
- R_{20}: 10 Ω
- R_{21}: 470 Ω
- R_{22}: 150 kΩ
- R_{23}: 180 kΩ
- R_{24}: 15 kΩ
- R_{25}: 1 kΩ
- R_{26}: 6,8 kΩ
- R_{27}: 12 kΩ
- R_{28}: 6,8 kΩ
- R_{29}: 2,7 kΩ
- R_{30}: 27 kΩ
- R_{31}: 120 kΩ
- R_{32}: 2,2 kΩ
- R_{33}: 1,5 kΩ
- R_{34}: 1,5 kΩ
- R_{35}: 680 Ω
- R_{36}: 1,5 kΩ
- R_{37}: 680 Ω
- R_{38}: 1,5 kΩ
- R_{39}: 680 Ω
- R_{40}: 1,5 kΩ
- R_{41}: 680 Ω
- R_{42}: 1,5 kΩ
- R_{43}: 680 Ω
- R_{44}: 1,5 kΩ
- R_{45}: 680 Ω

Condensateurs

C_1: 4,7 µF 25 V
C_2: 680 pF
C_3: 100 µF 25 V
C_4: 4,7 µF 25 V
C_5: 0,1 µF
C_6: 100 µF 6 V vertical
C_7: 4,7 µF 25 V
C_8: 680 pF
C_9: 100 µF 25 V
C_{10}: 4,7 µF 25 V
C_{11}: 0,1 µF
C_{12}: 100 µF 6 V vertical
- C_{13}: 10 µF 30 V vertical
- C_{14}: 4,7 µF 25 V
- C_{15}: 100 µF 25 V
- C_{16}: 4,7 µF vertical 30 V
- C_{17}: 4,7 µF 25 V

Semiconducteurs

- TR_1 à TR_6: BC 547 ou eq.
- $Ld_{1, 2, 4, 5, 6}$ LED rouge ∅ 5 mm
- Ld_3: LED verte ∅ 5 mm
- D_1 à D_{10}: IN 914 ou équiv.

IC_1: TL082
IC_2 à IC_5: LM324 ou TL084
- DZ_1: Zener BZX88 C 12 V

P_1: 2 × 10 kΩ log Sfernice + contre écrou
P_2: 1 × 22 kΩ lin
- AJ_1: Ajustable 470 kΩ montage vertical (mini)

Divers

TEL, TER : SP 61 B de MILLERIOUX, 187-197 route de Noisy-le-Sec, 93230 Romainville

J_1: connecteur 7 broches M + F
J_2: connecteur 11 broches M + F
Un support 8 broches pour IC
4 supports 14 broches pour IC
2 boutons (B 25)
Face avant, arrière, circuit impr., 2 colonnettes MF M3 long 15 mm.

Nota : Tous les composants précédés d'un point sont à prévoir en 2 exemplaires.

Fréquence d'emission en MHz	Fréquence de sortie du pré-diviseur MHz	N	P0 1	P1 2	P2 4	P3 8	P4 16	P5 32	P6 64	P7 128	P8 256
			pin 17	pin 16	pin 15	pin 14	pin 13	pin 12	pin 11	pin	pin 9
32.800	1,640	164	0	0	1	0	0	1	0	1	0
36.400	1,820	182	0	1	1	0	1	1	0	1	0
39.200	1,960	196	0	0	1	0	0	0	1	1	0

Figure 4 - Tableau de sélection de N : P_0 à P_8 si f quartz = 10240 kHz et f comparaison = 10 kHz.

Fréquence d'émission en MHz	Fréquence de sortie du pré-diviseur MHz	N	P0 1	P1 2	P2 4	P3 8	P4 16	P5 32	P6 64	P7 128	P8 256
			pin 17	pin 16	pin 15	pin 14	pin 13	pin 12	pin 11	pin 10	pin 9
32.800	1,640	328	0	0	0	1	0	0	1	0	1
36.400	1,820	364	0	0	1	1	0	1	1	0	1
39.200	1,960	392	0	0	0	1	0	0	0	1	1

Figure 5 - Tableau de sélection de N : P_0 à P_8 si f quartz = 5120 kHz et f comparaison = 5 kHz.

suite de la page 40

On dispose en outre - à la broche 8 - d'un signal de contrôle de bon verrouillage, le niveau présent sur cette broche est nul lorsque le système n'est pas verrouillé.

Terminons la description du circuit en signalant que toutes les entrées du diviseur programmable P_0 - P_8 sont munies de résistances de mise au zéro. Seuls les bits valant 1 devront donc être programmés.

Les composants bobinés

Nous savons bien que selfs et transformateurs sont une plaie pour une grande partie des électroniciens. L'utilisation des produits TOKO réduit donc les difficultés et il nous semble nécessaire de rappeler qu'il s'agit de produits à très faible coût en grande quantité distribué en France par la société Acoustical et en Belgique par Lab Electronics. Bien sûr, pour des quantités avoisinant 500 pièces on peut s'adresser à TOKO France. Le tableau de la **figure 6** résume les caractéristiques des transformateurs TOKO les plus répandus entre 27 et 49 MHz.

Pour établir cette liste nous avons délibérément écarté les types les moins répandus. Il est certain que la solution à un problème particulier peut être trouvée en adaptant son schéma à l'un ou l'autre de ces transformateurs. Dans le tableau de la **figure 6**, la première colonne montre la configuration du transformateur vu de dessus et donne le nombre de spires pour chaque enroulement. A la deuxième colonne, on trouve la taille du transformateur et à la troisième la fréquence nominale de fonctionnement.

Les quatrième et cinquième colonnes sont les plus intéressantes, on y trouve respectivement : les valeurs mininales et maximales de la self, dépendantes de la position du noyau, lorsqu'elles sont connues, puis la valeur de la capacité d'accord à connecter entre les bornes 1 et 3 pour obtenir la résonnance à la fréquence nominale avec la self nominale.

La dernière colonne, indispensable, donne finalement la référence TOKO. La plupart de ces tranformateurs ont déjà fait l'objet de publications : radiocommande, TV, etc.

Dans le micro HF, nous utiliserons, pour l'émetteur, un 2 K 218 et un 2 K 509 avec en option un étage à 4172. Le récepteur sera lui équipé de trois transformateurs du type 2 K 241.

Le schéma de principe de l'émetteur

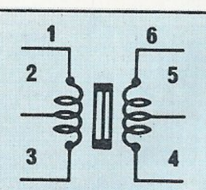
Le schéma de principe de l'émetteur est représenté à la **figure 7.** Pour son étude, il est décomposé en 4 parties distinctes :
le VCO, l'amplificateur de sortie, l'asservissement de fréquence, la modulation.

Le VCO

Le VCO est bâti autour du transistor T_1. Il s'agit d'une variante de l'oscillateur Colpitts quelquefois nommée oscillateur de Lee. Le pont diviseur C_1/C_2 dose la réaction et le circuit oscille sur une fréquence déterminée par la self-entre les bornes 1 et 3 - du transformateur TOKO 2 K 218, les condensateurs C_1 à C_4 et la diode varicap D_1. Le VCO est le cœur du système et sa conception ne doit pas être prise à la légère. Il doit travailler avec un faible courant pour générer un minimum d'harmoniques, et être fortement amorti pour un niveau de sortie le plus constant possible dans la bande 30 - 40 MHz. Il faut alors chercher un compromis puisque le prediviseur reclame au moins 100 mV RMS.

Nous avons finalement adopté la solution qui nous semblait la plus simple : emploi d'une sortie à fort niveau et taux d'harmoniques indifférent pour l'attaque du prédiviseur et emploi d'une sortie à faible niveau et très faible taux d'harmoniques pour attaquer l'amplificateur de sortie.

Aux bornes de la résistance R_1, le signal a une amplitude voisine de 1 V_{PP}. Au secondaire du transfor-



Numérotation des broches vues de dessus.

Figure 6 - Caractéristiques des transformateurs TOKO 27-40 MHz les plus répandus.

Schema et nombre de spires (vue dessus)	Taille	Fréqence nominale MHz	Self entre 1 et 3 µH	Capacité accord à f nominale pF	Référence TOKO
10 / 3 / 2	7X7	27	1,1 – 2,6 1,7	20	113 CN 2K218
7 / 2 / 2	7X7	27	0,6 – 1,5 1,3	27	113 CN 2 K 241
1 / 1 / 8	7X7	27.12	0,4 – 0,9 0,6	56	113 CN 2 K 509
4 / 1	7X7	30	0,3	93	113 CN 2 K 781
7 / 3 / 2	7X7	35	0,6 – 1,4 1	20	113 CN 2 K 248
1 / 8 / 3	10 X10	28	1,4	22	KXNK 4172 EK
6 / 1.5	10 X10	49	0,4	26	KENK 4028 DZ

mateur L_4 - Bornes 4 et 6 - la puissance fournie à une charge de 50 ohms ne dépasse pas quelques centaines de microwatts. Le signal doit être amplifié avant d'attaquer l'antenne.

L'amplificateur de sortie

Le secondaire du transformateur L_4 est couplé à l'étage amplificateur par le condensateur C_5. L'amplificateur travaille en classe B, le signal d'attaque étant insuffisant pour faire travailler un amplificateur en classe C.

La puissance de sortie disponible au secondaire du transformateur L_3 - bornes 1 et 3 - vaut environ 20 mW pour une charge de 50 Ω et ceci dans les trois cas 32.8 MHz, 36.4 MHz, 39.2 MHz.

Nous aurons l'occasion de revenir dans un prochain paragraphe sur un amplificateur de sortie légèrement plus puissant.

L'asservissement de fréquence

L'asservissement de fréquence est assuré par le prédiviseur IC_2, le PLL IC_1, le filtre de boucle et l'inverseur IC_3. Prédiviseur et PLL sont alimentés par IC_5, régulateur 5 V intégré et IC_3, double amplificateur opérationnel, est alimenté directement par la tension fournie par les piles. La fréquence du quartz vaut 5120 kHz et FS est au niveau logique 1, la fréquence de comparaison vaut 5 kHz. La fréquence du VCO peut s'écrire f_{VCO} (kHz) = 100.N. N est programmé en tenant compte des données du tableau de la **figure 4**.

La sortie indicatrice du verrouillage attaque l'interface à transistor T_3 ; lorsque le système n'est pas verrouillé, la diode D_2 est éteinte et allumée lorsque la porteuse vaut 100 · N.

La sortie du détecteur de phase est appliquée à un filtre inverseur d'ordre 3 constitué par une moitié du circuit IC_3 les résistances R_{11}, R_{12}, R_{13} et les condensateurs C_{20} et C_{22}. La fréquence naturelle de boucle, faisant intervenir outre les caractéristiques du filtre, le gain du VCO, le gain du comparateur de phase et le diviseur global entre la fréquence du VCO et la fréquence de comparaison, doit être choisie très basse, quelques Hz. On admet en général que la plus basse fréquence à transmettre doit être très supérieure à la fréquence naturelle de la boucle.

Ce phénomène s'explique simplement. Puisque l'on ajoute le signal modulant au signal de commande du VCO, le signal modulant doit rester sans effet sur la tension d'erreur. En d'autres termes, le domaine des fréquences est séparé en deux. Dans la première partie - infrasonore - la boucle asservit la fréquence centrale du VCO, la boucle agit donc sur les dérives à relativement long terme, et dans la seconde partie le signal modulant décale la fréquence du VCO sans que le si-

gnal d'erreur, ou signal de contre-réaction ne contrarie le phénomène.

La modulation du PLL

Nous avons employé un micro à électret, mais toute autre source BF sera traitée de la même manière. R_{23} constitue la résistance de charge du FET de l'électret, le signal est ensuite amplifié et préaccentué par un filtre bâti autour d'une moitié de IC_4.

On sait que pour toute transmission en modulation de fréquence, la préaccentuation augmente le rapport signal sur bruit. La constante de temps adoptée est classique : $\tau = R_{21} \cdot C_{25} = 75\ \mu s$. Le signal de sortie est ensuite dosé par le potentiomètre R_{26} puis inversé avant d'attaquer par R_{24} l'additionneur. On retrouve bien sûr le signal audio aux bornes de R_{25}.

La résistance R_{25} ne peut pas être choisie au hasard : une très faible valeur amortit le VCO et une trop forte valeur agit comme un filtre passe bas pour le signal modulant. Pour les signaux basse fréquence la diode D_1 et le condensateur C_4 sont en parallèle et la fréquence de coupure du filtre vaut :

$f = 1 / 2\pi R_{25} \cdot (C_{D1} + C_4)$.

On peut choisir R_{25} de manière à avoir $f > 50$ kHz

Réalisation pratique

Le micro HF étant destiné à prendre place dans une poche, le coffret MMP ayant un compartiment pile s'est révélé l'idéal pour cette application. Attention, sous le compartiment pile on dispose de très peu de place en hauteur et les composants devront être montés sans support, le

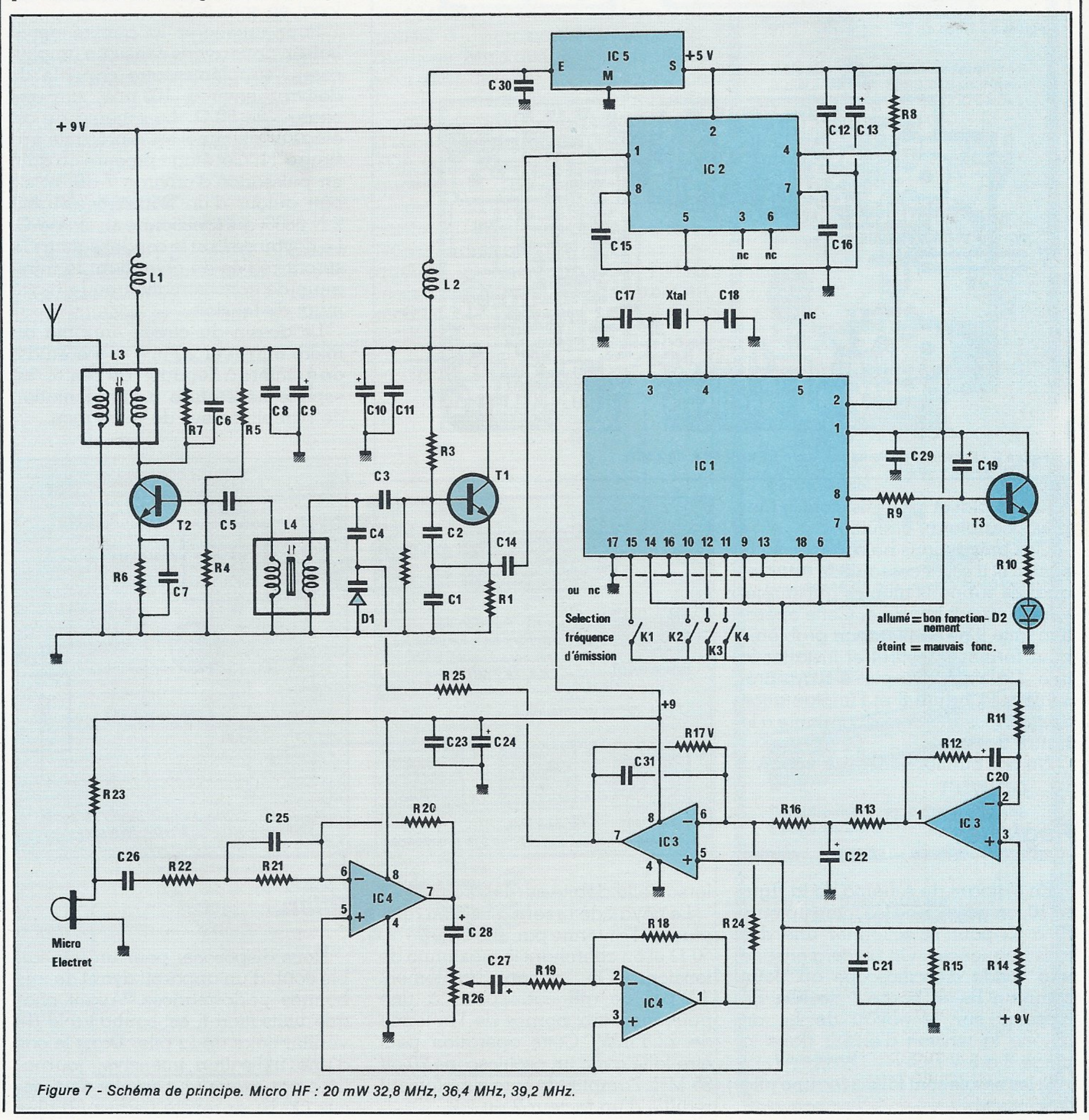


Figure 7 - Schéma de principe. Micro HF : 20 mW 32,8 MHz, 36,4 MHz, 39,2 MHz.

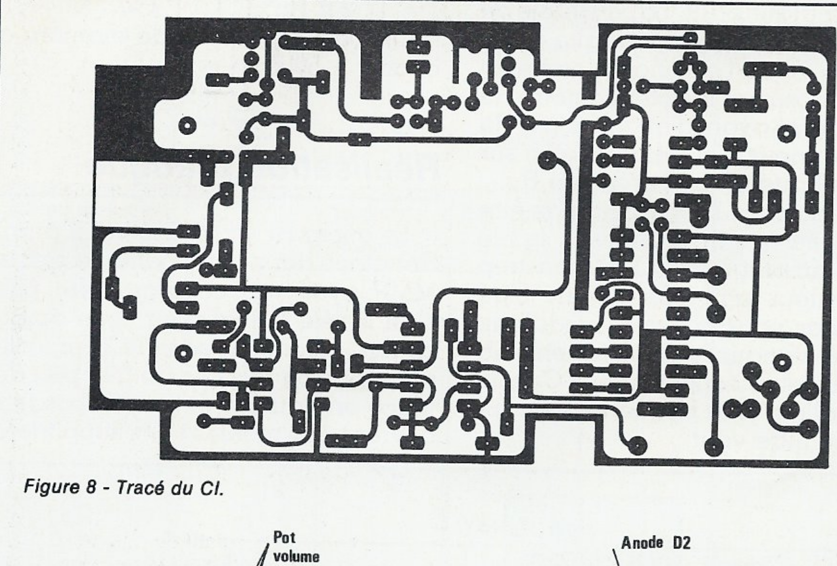


Figure 8 - Tracé du CI.

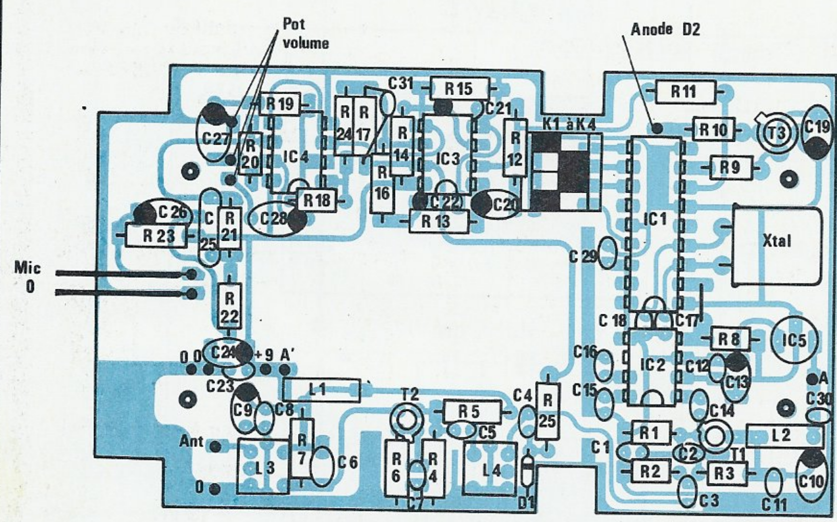


Figure 9 - Schéma d'implantation Micro HF 32,8, 36,4, 39,2 MHz.

quartz à plat et les transistors le plus près possible du circuit.

Ces précautions ne sont pas suffisantes et il est nécessaire de scier les quatres supports moulés qui surélèvent le circuit imprimé. Cette opération faite il ne reste aucun problème pour fermer le coffret et installer la pile. Le tracé des pistes est représenté à la **figure 8** et l'implantation des composants correspondante à la **figure 9**.

Ne pas oublier le strap A vers A'.

Réglages

En s'aidant du schéma de la **figure 10**, on positionne les interrupteurs K_1 à K_4 pour sélectionner une des trois fréquences. On placera ensuite une sonde d'oscilloscope au point commun R_{25} et borne 7 de IC_3. En agissant sur le noyau de L_4, on amène la tension d'erreur dans la plage 3 à 5 V DC.

Si les essais sont faits avec une pile ne pas oublier de vérifier son état, lorsqu'elle débite sur le circuit.

Le noyau de L_3 sera ajusté en remplaçant l'antenne par une charge de 50 Ω et en cherchant le maximum de tension. On obtient facilement 3 V p-p ce qui correspond à une puissance aux bornes de l'antenne de 22.5 mW. Cette opération peut être faite avec un oscilloscope 20 ou 25 MHz l'amplitude sera simplement réduite d'un facteur 2 ou 2,2.

Amplificateur de puissance

Pour que cet appareil puisse facilement supporter la comparaison avec n'importe quel autre nous avons pensé aux liaisons difficiles. Lorsque on travaille à vue il n'y a en général aucun problème sauf interférences dues à un émetteur trop proche ou trop puissant.

Les problèmes les plus complexes surgissent dès que l'on envisage une liaison inter-étages dans un immeuble récent ou une liaison avec un local en sous-sol.

Pour améliorer la qualité de la liaison nous avons conçu un amplificateur supplémentaire capable de délivrer environ 100 mW sur une charge de 50 Ω. Le schéma de cet étage additionnel est représenté à la **figure** 11. Cet étage procure un gain en puissance d'environ 7 dB, et est bâti autour d'un transistor courant 2 N 3866, qui fonctionne en classe C. Le noyau de L_5 et le condensateur C_{34} seront réglés en cherchant le minimum de consommation ou le maximum de tension.

Le dessin du circuit imprimé du micro-émetteur 20 mW a été étudié de manière à dégager, au centre, un espace nécessaire à l'implantation de l'amplificateur de puissance.

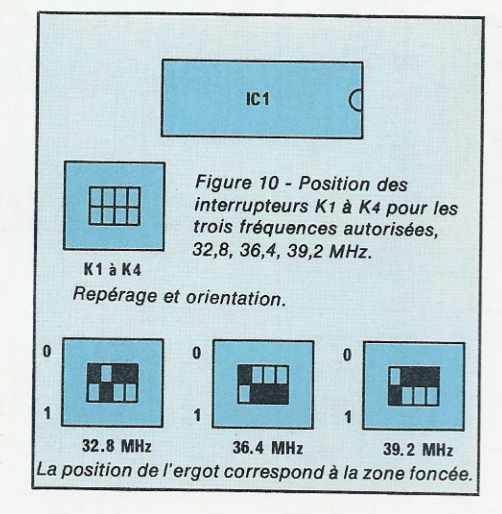


Figure 10 - Position des interrupteurs K1 à K4 pour les trois fréquences autorisées, 32,8, 36,4, 39,2 MHz.

La position de l'ergot correspond à la zone foncée.

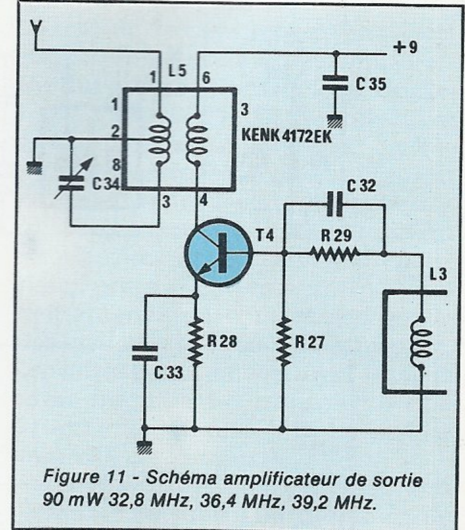


Figure 11 - Schéma amplificateur de sortie 90 mW 32,8 MHz, 36,4 MHz, 39,2 MHz.

Bilan

Nous disposons, pour un très faible coût, d'un appareil ayant de très bonnes performances. Avant chaque utilisation il est souhaitable de vérifier l'état de la pile. Dans le cas d'une utilisation intensive, journalière par exemple, l'emploi d'un accus Cd Ni se révèle beaucoup plus

économique. Dans le cas d'une utilisation épisodique, les piles alcalines conviennent parfaitement.

L'autonomie du micro HF est certainement son point faible. La consommation est dûe en grande partie au prédiviseur MC 3396. Si l'on voulait industrialiser ce type d'appareil, l'emploi d'un prédiviseur Plessey SP 8793 s'imposerait bien évidemment.

Sans quitter le domaine des améliorations envisageables, ajoutons que la taille du circuit imprimé pourrait être réduite dans un facteur 3 à 4 en utilisant la technologie CMS - Composants montés en surface.

Et finalement, pour se prévenir contre d'éventuelles surmodulations, le préamplificateur de micro à CAG SL 6270, encore Plessey, peut avantageusement remplacer l'amplificateur opérationnel IC_4.

Le récepteur

Le récepteur, poste fixe alimenté par le secteur, sera décrit dans le prochain numéro de Radio Plans. Sans dévoiler le schéma du récepteur, il nous semble utile de donner sa description de manière à faciliter l'approvisionnement de certains composants.

Comme nous l'avions annoncé dans un précédent numéro, le TDA 7000 est un circuit souple d'emploi qui peut facilement s'adapter à la réception FM dans une bande quelconque entre 10 et 100 MHz. C'est ce que nous avons voulu démontrer en utilisant le TDA 7000 précédé d'un étage amplificateur d'entrée.

Pour améliorer le fonctionnement et faciliter l'accord du récepteur sur une des trois fréquences 32.8 MHz - 36.4 MHz - 39.2 MHz, il est natuel de penser à ... un synthétiseur de fréquences. Mais attention, le synthétiseur doit asservir la fréquence de l'oscillateur local sans contrarier le fonctionnement du compresseur d'excursion du TDA 7000. Pour le TDA 7000 nous savons que la fréquence de l'oscillateur local est égale à la fréquence à recevoir moins la fréquence intermédiaire. Dans l'application typique la fréquence intermédiaire vaut 70 kHz mais celle-ci peut être légèrement modifiée.

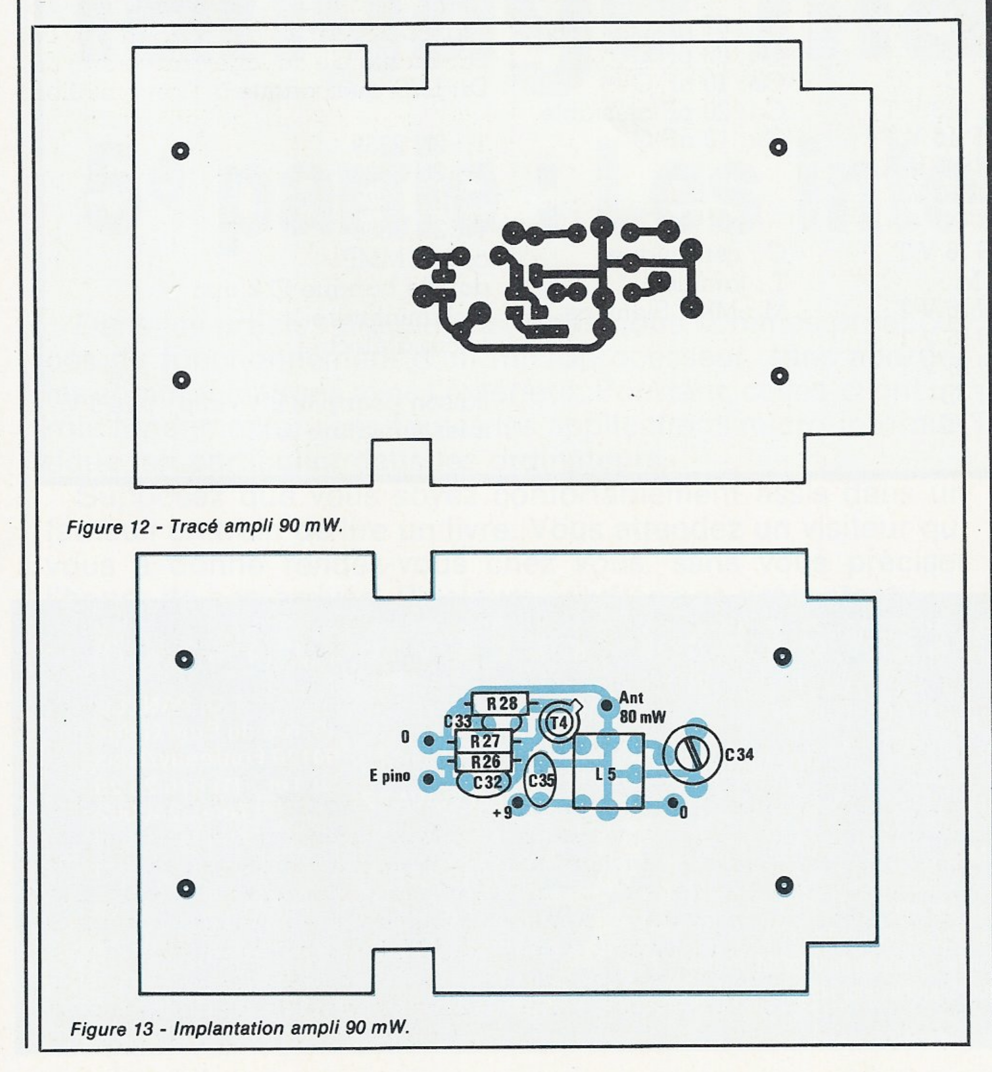


Figure 12 - Tracé ampli 90 mW.

Figure 13 - Implantation ampli 90 mW.

Si l'on adopte, provisoirement, les hypothèses précédentes, les trois valeurs d'oscillateur local valent respectivement : 32730 kHz, 36370 kHz et 39130 kHz. Elles ne peuvent malheureusement pas, comme pour l'émetteur, se mettre sous la forme N × 100 kHz.

Quelles solutions choisir ? Garder une fréquence de comparaison de 10 kHz et opter pour un compteur programmable 12 bits ou un prédiviseur mixte 10/11 et un circuit associé SP 8695 et MC 145 152 par exemple.

Réponse : ni l'une ni l'autre si l'on change la valeur de la fréquence intermédiaire : 100 kHz au lieu de 70 kHz.

Les trois valeurs de la fréquence d'oscillateur local valent maintenant 32 700 kHz, 36 300 kHz et 39 100 kHz, et peuvent bien sûr s'écrire sous la forme N × 100 kHz comme pour l'émetteur.

Etant ramenés à un problème identique à celui de l'émetteur, apportons la même solution donc le même synthétiseur.

Les approvisionnements peuvent donc être effectués en double pour le synthétiseur car, vous vous en doutiez, le récepteur existe déjà.

Rendez-vous dans le prochain numéro pour sa description complète et sa réalisation.

François de Dieuleveult

Nomenclature

Résistances

R_1 : 680 Ω
R_2 : 39 kΩ
R_3 : 82 kΩ
R_4 : 680 Ω
R_5 : 6,8 kΩ
R_6 : 10 Ω
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 10 kΩ
R_9 : 15 kΩ
R_{10} : 2,2 kΩ
R_{11} : 150 kΩ
R_{12} : 22 kΩ
R_{13} : 8,2 kΩ
R_{14} : 10 kΩ
R_{15} : 10 kΩ
R_{16} : 120 kΩ
R_{17} : 120 kΩ
R_{18} : 100 kΩ
R_{19} : 22 kΩ
R_{20} : 12 kΩ
R_{21} : 75 kΩ
R_{22} : 6,8 kΩ
R_{23} : 12 kΩ
R_{24} : 1 MΩ
R_{25} : 4,7 kΩ
R_{26} : 10 kΩ potentiomètre
R_{27} : 100 Ω
R_{28} : 10 Ω
R_{29} : 1,5 kΩ

Circuits intégrés

IC_1 : MC 145 106
IC_2 : MC 3396
IC_3 : MC 1458
IC_4 : MC 1458
IC_5 : LM 309

Selfs

L_1 : 10 µH TOKO
L_2 : 10 µH TOKO
L_3 : 113 CN 2 K 218 TOKO
L_4 : 113 CN 2 K 509 TOKO
L_5 : KENK 4172 EK

Condensateurs

C_1 : 22 pF C
C_2 : 33 pF C
C_3 : 10 pF C
C_4 : 100 pF C
C_5 : 68 pF C
C_6 : 22 pF C
C_7 : 1 nF C
C_8 : 4,7 nF C
C_9 : 10 µF/16 V T
C_{10} : 10 µF/16 V T
C_{11} : 4,7 nF C
C_{12} : 4,7 nF C
C_{13} : 22 µF/6,3 V T
C_{14} : 33 pF C
C_{15} : 1 nF C
C_{16} : 1 nF C
C_{17} : 22 pF C
C_{18} : 22 pF C
C_{19} : 56 µF 6,3 V T
C_{20} : 2,2 µF 16 V T
C_{21} : 22 µF/6,3 V T
C_{22} : 3,3 µF/16 V T
C_{23} : 4,7 nF C
C_{24} : 10 µF/16 V T
C_{25} : 1 nF M
C_{26} : 10 µF/16 V T
C_{27} : 10 µF/16 V T
C_{28} : 10 µF/16 V T
C_{29} : 4,7 nF C
C_{30} : 4,7 nF C
C_{31} : 82 pF C
C_{32} : 68 pF C
C_{33} : 10 nF C
C_{34} : 20 pF ajustable
C_{35} : 10 nF C

C : céramique
T : tantale
M : MKH Siemens

Divers

Xtal : 5,120 MHz
D_1 : BB 105 G
D_2 : LED quelconque

T_1 : 2N 2369
T_2 : 2N 2369
T_3 : 2N 2222
T_4 : 2N 3866
coffret MMP
douille banane Ø 2 mm
Jack miniature
Micro à électret

liaison pour pile 9 V - clip - pile 9 V - inter miniature A/M



Initiation au langage machine

5e partie : Les interruptions

Dans les articles précédents, nous nous sommes préoccupés du fonctionnement d'un microprocesseur, sans aborder les communications avec l'extérieur. Pourtant, celles-ci ont un rôle fondamental dans toutes les applications micro-informatique, en particulier dans les ordinateurs.

Supposez que vous soyez confortablement assis dans un fauteuil en train de lire un livre. Vous attendez un visiteur qui vous a donné rendez-vous chez vous, sans vous préciser l'heure de son arrivée. Plusieurs solutions se présentent :

— Soit vous vous laissez tomber le livre et vous regardez par la fenêtre pour voir si le visiteur arrive. Vous perdez donc votre temps, puisque vous ne faites rien pendant l'attente. Par contre, vous pouvez être certain de ne pas rater votre visiteur.

— Ou vous poursuivez la lecture de votre livre, mais vous regardez de temps en temps si votre visiteur arrive. Cette solution vous permet de perdre moins de temps, mais si le visiteur arrive entre deux observations (ou scrutations), il devra attendre.

— Ou vous installez une sonnette et vous lisez votre livre. Il suffira que votre visiteur sonne pour que vous soyez averti de sa présence. Vous pourrez alors réagir comme vous le souhaitez.

Un microprocesseur peut se comporter exactement de la même façon. Lorsque vous écrivez un programme qui doit attendre et répondre à des événements extérieurs, vous pouvez utiliser l'une des trois méthodes décrites ci-dessus.

— Vous ne faites qu'attendre l'arrivée de l'événement : votre programme n'est donc pas exécuté.

— Vous vérifiez de temps en temps si l'événement n'est pas arrivé. Dans ce cas, votre microprocesseur exécute tout de même vôtre programme, mais ce dernier tourne moins vite à cause de la perte de temps.

— Vous utilisez une « sonnette » que vous n'avez pas même à installer puisqu'il en existe déjà sur les microprocesseurs. Elles sont appe-

lées lignes d'interruption ou plus simplement interruptions.

Un microprocesseur dispose de plusieurs lignes d'interruption (3 en général) nommées IRQ, NMI et RESET. Lorsqu'elles sont au niveau haut, (état logique « 1 »), le microprocesseur se comporte de façon normal. Lorsqu'elles passent au niveau bas, (état logique « 0 »), le microprocesseur interrompt l'exécution du programme en cours, et démarre une routine spéciale appelée programme d'interruption qui gérera cet événement un peu particulier.

Sauvegarde du contexte

Reprenons l'illustration précédente. Lorsque le visiteur arrive et sonne, vous laissez votre livre et allez ouvrir. Le livre est passionnant et vous aimeriez continuer votre lecture lorsque vous serez de nouveau seul. Vous mettez alors un signet dans le livre afin de retrouver la page pour continuer la lecture.

De même, lorsque le microprocesseur a terminé l'exécution du sous programme d'interruption, il est souhaitable que l'exécution du programme qui a été interrompu reprenne à l'endroit de l'interruption. Il faut donc préserver le contenu des registres internes du microprocesseur afin de pouvoir les restituer avant le retour au programme interrompu.

La préservation se fait sur la pile comme lors d'un appel à un sous-programme.

Les 3 types d'interruption : IRQ - NMI - RESET

Les microprocesseurs classiques possèdent trois types d'interruption qui ne sont pas tout à fait identiques.

* IRQ (Interrupt Request) : C'est une interruption masquable, c'est-à-dire qu'elle peut être invalidée par la mise à 1 du drapeau I du registre de conditions. Dans ce cas, si la ligne IRQ passe au niveau 0, le microprocesseur n'en tient pas compte et continue l'exécution du programme en cours.

En particulier, lors de la prise en compte de l'IRQ, le microprocesseur met automatiquement le drapeau I à 1, de façon à empêcher la prise en compte d'une nouvelle interruption avant la fin du programme d'interruption. S'il s'en présente une, celle-ci ne sera prise en compte que lorsque le drapeau I reviendra à l'état 0, (en général à la fin du sous-programme d'interruption), à la condition toutefois que la ligne IRQ soit toujours à 0.

* NMI (Non Masquable Interrupt) : interruption non masquable.

Dans certains cas, il peut être nécessaire de répondre sans tarder à une demande d'interruption. Par exemple, lorsqu'un caractère est tapé, il faut le prendre en compte avant l'arrivée du suivant. Il existe à cet effet une deuxième ligne d'interruption nommée NMI, analogue à la précédente, mais elle sera prise en compte même si I est à l'état haut.

Remarque : le fait de prendre en compte l'interruption non masquable lève tout de même le drapeau I, afin qu'une interruption masquable qui surviendrait après ne soit pas prise en compte avant le retour du 1er sous-programme, (correspondant à NMI).

* RESET : C'est la ligne de démarrage à froid.

RESET est une interruption non masquable qui est en général utilisée pour redémarrer le système à froid. Lorsque l'on branche un ordinateur, l'état des circuits est quelconque et imprévisible. Il faut donc pouvoir les initialiser afin de garantir le bon fonctionnement de l'ordinateur. On réalise cette condition en appliquant une tension nulle pendant un certain temps à la ligne RESET. Après celà, le microprocesseur exécute un programme, dit de démarrage à froid.

Prise en compte d'une interruption dans le cas particulier du 6502

Nous allons voir dans un cas dans un cas particulier (**figure 1**), comment se fait la prise en compte des interruptions et comment, en particulier, on spécifie l'adresse du sous-programme d'interruption

Le 6502 possède les trois types d'interruptions cités ci-dessus. Lors de la prise en compte de IRQ ou NMI, le microprocesseur effectue une sauvegarde de l'adresse de retour et du registre de conditions (contenant les drapeaux) sur le dessus de la pile. Puis, il met le drapeau I à 1 afin d'empêcher la prise en compe de IRQ. Enfin, il va chercher dans une table en ROM prédéfinie (elle se trouve en FFFA-FFFF) l'adresse de début du sous-programme d'interruption et l'exécute.

La table en ROM contient respectivement :

* FFFA-FFFB : adresse de branchement après NMI ;
* FFFC-FFFD : adresse de branchement après RESET ;
* FFFE-FFFF : adresse de branchement après IRQ.

Les registres A, X et Y ne sont pas affectés par la prise en compte d'une interruption. Le programmeur doit donc prévoir une sauvegarde éventuelle de ces registres. Lors de la rencontre de l'instruction RTI,, le microprocesseur reprend le registre P sur le dessus de la pile, et rétablit donc en particulier l'ancienne valeur du drapeau I, ce qui démasque l'interruption, sauf si cette dernière était NMI avec prise en compte avec I à 1. Il cherche ensuite l'adresse de retour sur la pile et poursuit donc l'exécution du programme qui tournait avant la prise en compte de l'interruption.

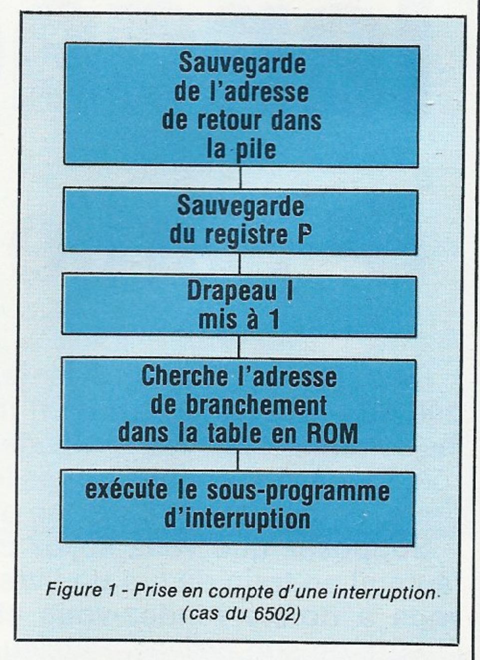


Figure 1 - Prise en compte d'une interruption (cas du 6502)

L'interruption programmable : BRK (6502)

Il existe une instruction du microprocesseur qui a un effet similaire à celui de IRQ : l'instruction BRK.

Lorsque le microprocesseur rencontre BRK, il sauvegarde l'adresse de retour et le registre de condition, met le drapeau I à 1, et se lance à la même adresse que si IRQ avait été actionné — Ceci revient à un appel de sous-programme avec une sau-

vegarde supplémentaire du registre de condition.

Remarquons que l'adresse du sous-programme d'interruption est la même que pour IRQ. (Ceci n'est vrai que pour le 6502. D'autres microprocesseurs possèdent des adresses de branchement spéciales pour ce type d'instruction.)

Le sous-programme d'interruption peut cependant distinguer un appel par IRQ d'une instruction BRK, par l'état du drapeau B dans le registre de condition qui se met à 1 si l'appel a été provoqué par l'instruction BRK.

Application particulière à l'ORIC

Pour l'Oric, les différentes interruptions affectées à RESET, IRQ et NMI sont :

— pour RESET : démarrage lors de la mise sous tension ;

— pour NMI : bouton « reset » ;

— pour IRQ : test du clavier tous les centièmes de secondes.

Les adresses de branchement sont :

— pour RESET : F88F (Atmos, F42D (ORIC 1)

— pour IRQ : 0244 (Atmos), 0228 (ORIC 1)

— pour NMI : 0247 (Atmos), 022B (ORIC 1)

Remarquons que RESET se branche en ROM. Effectivement, à la mise sous tension, le contenu de la RAM étant quelconque, un appel en ROM est le seul moyen pour démarrer le système. Par contre, en fonctionnement normal, l'ORIC 1 (resp. Atmos) met en 0228 et 022B (resp 0244 et 0247) des instructions de branchement vers les routines de scrutation du clavier et de redémarrage à chaud. Ces instructions étant en RAM, elles peuvent être modifiées. On peut donc, par exemple, empêcher le fonctionnement du bouton RESET en mettant une instruction RTI à l'adresse 022B (resp 0247), obtenue très facilement par un POKE # 022B, # 40 (resp POKE # 0247, # 40).

Essayez, vous verrez que le bouton « RESET » ne fonctionne plus ! Ceci est une méthode classique pour protéger les programmes.

Pour le clavier, un timer situé dans le port entrées-sorties (6522) envoie une impulsion sur la ligne IRQ tous les centièmes de seconde. Le microprocesseur interrompt alors le déroulement normal du programme pour scruter le clavier. Si une touche est enfoncée, son code ASCII est écrit à l'adresse # 2DF (sur l'Oric Atmos). Le bit 7 de cet octet est à 1 pour indiquer la présence d'une touche sinon cette case contient 0. Remarquons que le fait de relacher la touche ne remet pas la case à 0. Ceci doit donc être réalisé par le programme utilisateur pour indiquer qu'il a bien pris en compte la touche. Le clavier peut donc être bloqué très simplement : il suffit de mettre une instruction SEI (interdiction des interruptions) dans le programme. Ceci permet aussi de l'accélerer puisque l'Oric passe 40 % de son temps à scruter le clavier.

Précaution d'utilisation

Acquittement des interruptions

En général, l'interruption est provoquée par un circuit (port entréessorties) qui met la ligne IRQ au niveau bas pour faire la demande d'interruption. Il laisse ensuite cette ligne à ce même niveau jusqu'à ce que le microprocesseur lui « dise » qu'il a bien pris l'interruption en compte.

Un sous-programme d'interruption doit donc toujours rechercher la cause de l'interruption, puis la supprimer (certains circuits bien conçus suppriment automatiquement cette cause lorsque le microprocesseur lit leurs registres). Par exemple, sur l'ORIC, on obtient la cause de l'interruption en lisant les bits de l'octet situé à l'adresse 030E. Pour acquiter l'interruption, il suffit de mettre le bit correspondant à 0.

Communication entre le programme principal et les sous-programmes d'interruption :

Le sous-programme d'interruption, lorsqu'il est exécuté, ne doit pas interferer avec le programme principal. Il ne doit donc modifier ni les registres internes du microprocesseur (rôle de la sauvegarde) ni les variables du programme principal. C'est pourquoi, le sous-programme d'interruption doit utiliser des zones mémoire différentes de celles du programme principal.

Il est cependant nécessaire que le sous-programme transmette des informations au programme principal (sinon, il serait totalement inutile). La communication se fait en général par l'intermédiaire de cases mémoires communes aux deux programmes.

Par exemple pour l'Oric, nous avons déjà vu que le sous-programme d'interruption qui sert à scruter le clavier, donne le code ASCII de la dernière touche appuyée à l'adresse # 02DF. Le programme principal doit « prendre » ce code lorsqu'il lit le clavier en remettant la valeur 0 à cette adresse (acquittement des interruptions). Mais on ne doit pas oublier qu'il peut être interrompu à tout moment. Si l'interruption arrive au moment où le programme va écrire la valeur zéro, le code ASCII peut être perdu.

Il est donc important de veiller à interdire les interruptions pendant qu'on modifie les variables communes aux deux programmes. Nous donnons à titre d'exemple **figure 2** le sous-programme permettant de chercher le code ASCII de la dernière touche enfoncée (l'équivalent de la fonction KEYS du Basic).

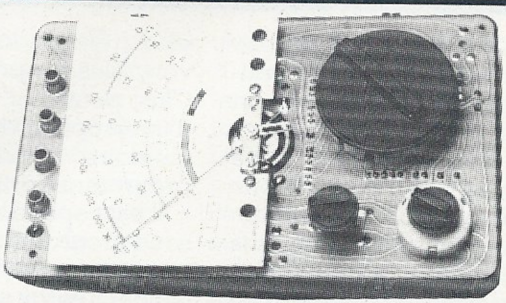
La gestion des interruptions est donc une partie délicate de la programmation, auquelle il faut apporter beaucoup de soin. Avec un peu de pratique, vous devriez la maîtriser parfaitement.

Certes, un programme clair et bien conçu peut éviter des ennuis, et c'est pourquoi, dans un prochain numéro, nous insisterons sur ces concepts et décrirons le rôle d'un assembleur.

C. BERGEROT

```
• KEY$
        SEI          ; invalide les interruptions
        LDA $2DF     ; lit le code ASCII
        PHA          ; sauvegarde sur la pile
        LDA #$00     ; on indique au s.p. d'IT
        STA $2DF     ; qu'on a bien pris la touche
        PLA          ; récupère le code ASCII
        CLI          ; rétabli les interruptions
        RTS          ; fin du sous-programme.
```

Figure 2 - Sous-programme prenant une touche au vol sur ORIC :



I l devient trivial d'affirmer qu'un multimètre constitue l'outil premier - au sens chronologique du terme comme aux autres - de tout équipement destiné aux mesures électriques ou électroniques. Insuffisamment prévenus ou expérimentés, nombre d'utilisateurs, à l'instant d'acquérir un contrôleur, subordonnent leur décision au choix entre les techniques numériques et les techniques analogiques. Pour longtemps encore, un galvanomètre à cadre mobile, même de qualité, coûtera moins cher qu'une batterie d'afficheurs et son électronique associée. Les multimètres analogiques, qui accèdent à des performances (faibles intensités pour la déviation à pleine échelle, résistance aux chocs...) à peine imaginables dans un passé proche, se réservent encore de beaux jours. La société milanaise Carlo Gavazzi n'est peut-être pas largement connue de nos lecteurs ; il en va sans doute autrement de certaines gammes de ses produits, parmi lesquels s'inscrivent les contrôleurs Pantec.

Le multimètre analogique PANTEC CHALLENGER



Le Pantec Challenger, pour qui?

Pour environ 70 % des applications, un multimètre de service (un « contrôleur ») sert à la mesure des tensions, continues ou alternatives. Le reste se répartit entre mesure des intensités, mesure des résistances, appréciation (le terme « mesure » serait prétentieux) des condensateurs, et test des jonctions semi-conductrices.

Pour la mesure des tensions continues, un voltmètre analogique répond à la configuration de la **figure 1**. A chaque calibre V_{max} (déviation à pleine échelle), correspond une résistance R telle que :

$$R = V_{max} / I_{max}$$

en désignant par I_{max} l'intensité qu'exige le galvanomètre G pour donner sa déviation maximale. Le courant consommé par le voltmètre, et prélevé sur les circuits testés, fausse la mesure : on doit le réduire autant que faire se peut. Traditionnellement, la résistance d'entrée d'un voltmètre analogique, variable avec la gamme de mesures, s'exprime en Ω / V (ohms par volt).

Pour un électronicien, qui travaille le plus souvent sur des courants faibles, ou des impédances élevées, cette résistance d'entrée doit être aussi grande que possible, ce qui exige des galvanomètres très sensibles (I_{max} petit). Voici trente ans, 1 kΩ / V paraissait une performance acceptable. On en est venu à 10 kΩ / V, 20 kΩ / V, et mieux. En l'état actuel des techniques, 40 kΩ / V est une caractéristique beaucoup plus qu'honnête : c'est celle du Pantec

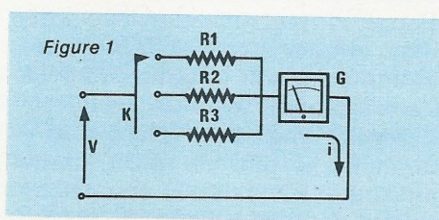


Figure 1

Challenger, en continu comme en alternatif (ce qui est encore plus difficile). L'appareil, et voilà qui répond à notre question de sous-titre, est donc destiné aux électroniciens exigeants.

Les caractéristiques essentielles

Pour le reste - nous dirions presque : l'accessoire - le tableau de la **figure 2** remplacera bien des discours. On y trouve les différentes échelles de tension (depuis 0,25 V en continu, et depuis 5 V en alternatif), d'intensités, de résistances.

Comme il est d'usage pour un appareil de cette catégorie, le Pantec Challenger comporte une fonction « décibelmètre », avec un 0 dB correspondant à la norme habituelle, soit 1 mW sur 600 Ω (0,775 volt).

Le test des semi-conducteurs, c'est-à-dire, en pratique, des jonctions PN, s'effectue sous une tension d'essai de 3 volts, avec un courant d'essai de 5 mA en polarisation directe, et de 25 µA en polarisation inverse.

La norme des capacités, applicable aux seuls condensateurs de forte valeur (modèles électrolytiques), s'effectue par la méthode balistique. Il s'agit, comme chacun sait, d'une utilisation annexe de la fonction « ohmmètre ».

Quelques considérations ergonomiques

Bien que dépourvu de miroir antiparallaxe, le cadran offre des échelles très clairement graduées, devant lesquelles se déplace une fine aiguille rouge, bien visible. Un commutateur rotatif unique, fermement cranté mais sans point dur, sélectionne gammes et fonctions, avec l'assistance d'un petit commutateur annexe à trois positions (voir photo).

Quelques détails plus importants qu'on ne pourrait l'imaginer d'abord, témoignent d'un souci du confort : citons la béquille encliquetable à quatre positions, les ergots de fixation d'une dragonne remarquablement étudiée dans son apparente simplicité (elle est livrée avec l'appareil, dans sa petite mallette de plastique), un aimant sur la face arrière permettent de « coller » l'appareil à une surface métallique.

Les cordons de mesures s'enfichent sur le contrôleur par des prises de type coaxial, conçues pour une sécurité maximale. Enfin, le boîtier est enrobé d'une « vitrification » plastique (époxy ?) à laquelle un coup de chiffon suffit à redonner l'éclat du neuf.

Nos conclusions

Le Pantec Challenger séduit dès sa prise en main, grâce aux raffinements de détails que nous avons évoqués. Une étude plus approfondie de ses caractéristiques, et quelques heures d'utilisation intensive, montrent qu'il s'agit d'un appareil très sérieux, aux performances plus qu'honorables. Il trouvera sa place aussi bien sur la table du laboratoire, que dans la sacoche du dépanneur.

R. RATEAU

VOLT		AMPERE				Ω		Sortie dB	Sortie Vbf	Cap.té balist.
=	~	A	Chute de tens.	A	Chute de tens.	=	V c.s.			
0,25V		25uA	250mV		—	x0,1-0,5KΩ	60			1F
0,5V		0,5mA	552mV			x1-5KΩ	60			100mF
1,5V		5mA	595mV		600mV	x10-50KΩ	60			10mF
5V	5V	50mA	599mV		600mV	x100-500KΩ	60	—10÷+16	5V	1mF
15V	15V	0,5A	600mV	0,5A	600mV	x1000-5MΩ	60	0÷+26	15V	100µF
50V	50V	10A	600mV	10A	600mV			+10÷+36	50V	
150V	150V							+20÷+46	150V	
500V	500V							+30÷+56	500V	
1000V	1000V							+40÷+65	1000V	

Nouveau

Générateur de fonctions 0,005 Hz à 5 MHz

Importé et distribué par GRADCO FRANCE, le tout nouveau générateur de fonctions, modèle 2005, de GLOBAL SPECIALTIES CORPORATION, délivre diverses formes d'onde, de fréquences comprises entre 0,005 Hz et 5 MHz, en 7 gammes, commandées par un sélecteur et un vernier de réglage continu par cadran gradué.

Les différentes formes d'onde délivrées sont : carrées, triangulaires, sinusoïdes, TTL et rampes, dont les amplitudes et les symétries peuvent être choisies aisément par l'utilisateur.

La sortie du signal peut s'effectuer en continu, en mode porte ou en mode déclenché par un signal appliqué sur la borne TRIG IN, ou par bouton poussoir, situé en façade de l'instrument.

En mode vobulé, une rampe interne, à commande variable, autorise une modulation de la fréquence de sortie de 1000 : 1 en linéaire et de 10000 : 1 en logarithmique.

L'amplitude maximum de la sortie est de 20 V en circuit ouvert et de 10 V dans 50 Ω. Un atténuateur 20 dB, 40 dB, 60 dB, ainsi que la commande variable procurant jusqu'à 20 dB d'atténuation supplémentaire, permettent un réglage de la tension délivrée.

Une commande de décalage du zéro jusqu'à ± 10 V en circuit ouvert, ± 5 V en circuit chargé à 50 Ω ainsi qu'une entrée de vobulation externe VCO IN complètent la gamme très large des possibilités offertes par le GSC 2005.

La précision du cadran de réglage continu de la fréquence est de ± 5 % à pleine échelle et la dérive inférieure à 0,1 %.

Le générateur de fonctions, GSC 2005, de par sa gamme de fréquences et ses nombreuses possibilités de sortie intéresse en particulier les laboratoires et centres de maintenance aussi bien du domaine de la communication que dans la simulation en biologie, géophysique, et systèmes de servo-commande.

Compact, le GSC ne mesure que 102 × 254 × 178 mm pour un poids de 2,8 kg.

Il est offert au prix hors TVA de Frs 9 580,00.

Pour plus d'informations, veuillez contacter :
F. Guyot - Téléphone : (1) 294.99.69

Un détecteur de métaux avec compensation de l'effet de sol

Vous avez été nombreux à nous contacter suite à l'article du mois dernier, consacré à la fabrication de la tête de détection. Chaque fois, votre question concernait le matériau dénommé STYRON, qui vous a, semble-t-il, posé des problèmes d'approvisionnement. Tout d'abord, qu'est-ce que le STYRON ?

Il s'agit tout simplement de polystyrène choc, certaines revues d'électronique et d'informatique ont d'ailleurs consacré des articles à cette technique il y a quelques années, sous la rubrique hobbystyrène.

Ce plastique blanc que l'on peut très facilement usiner se présente sous la forme de « feuilles » de diverses épaisseurs. Nous donnons à la fin de cet article l'adresse de deux fournisseurs de ce produit.

D'autres questions concernaient le CTP, c'est le nom utilisé par les marchands de bois pour désigner le contre-plaqué.

Cette troisième partie termine le mode de fabrication de cette tête.

Réalisation de la tête (suite)

• Vous voulez une tête étanche. Il faut vous procurer une fraise ronde de 1,5 mm de diamètre (**figure 14 d**) et un joint torique adapté au diamètre de votre câble de laison. Votre quincaillier doit pouvoir vous procurer ces accessoires. Les joints toriques sont utilisés pour assurer l'étanchéité des têtes de robinets. Examiner les **figure 14 b et c**. Il s'agit de réaliser à l'aide de fraise ronde une cuvette centrée sur le trou de passage du câble. Elle doit avoir une profondeur telle que le joint torique dépasse de 0,8 mm ± 0,1 mm. La fraise sera fixée sur une chignole à main de préférence à une perçeuse électrique pour éviter de déraper ou de s'enfoncer inconsidérément. Une cuvette trop profonde et la pièce est à refaire ! Pour une tête non étanche les travaux décrits ci-dessus sont superflus. Pour éviter l'arrachement du câble de liaison, l'auteur réalise une rondelle comme suit : il découpe dans un plastique souple mais cependant assez rigide de 1 à 2 mm d'épaisseur, genre cuvette ou seau de plastique, un disque de 18 mm de diamètre. A l'aide d'un emporte pièce de 4 ou 4,5 mm de diamètre (selon le diamètre du câble) il enlève la partie centrale (**figure 20 a**). La forme de l'emporte-pièce donne une découpe biseautée qui ensère très fortement le câble (**figure 20 b**). Après compression à l'aide des 4 vis parker et du CI, la résistance à l'arrachement est tout à fait correcte pour l'utilisation concernée (**figure 20 c**). Tout autre méthode pour immobiliser le câble, avec un minimum de hauteur au-dessus du CTP convient.



• Procurez-vous un câble de liaison muni de 2 fiches mâles DIN 5 broches tout préparé. Si la longueur est de 2,20 m vous pouvez réaliser 2 détecteurs avec, en le coupant en son milieu. Sinon, vous supprimerez une fiche. La longueur du câble doit être comprise entre 1,10 m et 1,40 m. Pourquoi tout préparé ? car il revient moins cher d'en acheter un tout fait que de le confectionner soit même. Un miracle des systèmes commerciaux modernes. La gaine plastique sera ôtée sur 4 cm. Le blindage sera assemblé et roulé pour faire un seul brin identifié C. Les 4 autres fils ne seront dénudés qu'au moment de l'assemblage final. Ils seront identifées conformément à la la **figure 21**.

• Mesurer le diamètre du câble de liaison et agrandir les trous des pièces qu'il traverse : articulation, disque de styron de 180, disque de CTP et circuit imprimé de liaison. Le câble doit coulisser sans jeu.



Fiches « Mesure »

à découper
pour votre labo

FICHE MESURE N° 18 — RPEL

Oscilloscope :
BASES DE TEMPS DOUBLES ET RETARDÉES

Au sein de chaque période d'un signal complexe, il peut être utile d'examiner « à la loupe » un détail de très courte durée. Les doubles bases de temps permettent de dilater une faible portion de l'axe horizontal, préalablement choisie et repérée par une surbrillance.

• Principe de la double base de temps

La ligne a de la **figure 1**, fournit un exemple de signal observé. La base de temps n° 1 de l'oscilloscope, élabore les rampes de la ligne b : elle est, ici, réglée pour l'affichage de trois périodes. En synchronisme avec chaque rampe, les circuits de déclenchement délivrent un créneau de tension positif qui, appliqué au wehnelt du tube cathodique, provoque l'allumage du spot (ligne c). Cet ensemble se comporte donc comme une base de temps déclenchée traditionnelle.

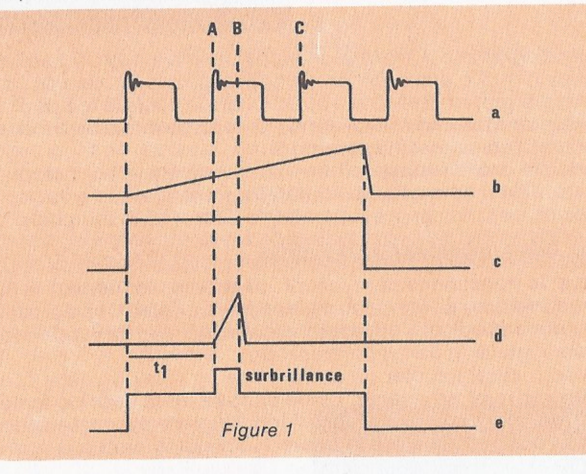


Figure 1

Ajoutons-y un comparateur à seuil réglable (**figure 2**) : l'une de ses entrées reçoit la rampe de la base de temps n° 1, l'autre, une tension continue réglable par le potentiomètre P. Lorsque, à l'issue du délai t_1 (figure 1), la première rampe atteint ce seuil réglable, la sortie du comparateur commande le déclenchement de la base de temps n° 2 (ligne d de la figure 1). Simulta-

FICHE MESURE N° 19 — RPEL

Oscilloscope :
DISPOSITIFS ANNEXES

En plus des fonctions traditionnelles, certains oscilloscopes comportent des dispositifs spéciaux qui élargissent leurs possibilités : commande d'inhibition, surbrillance, modulation de luminosité, circuits de test des composants.

• La commande d'inhibition

Les anglais l'appellent « hod off ». Elle trouve particulièrement son utilité dans l'examen de trains d'impulsions d'amplitude constante, et périodiquement répétés. A la ligne (a) de la **figure 1**, on trouvera l'exemple d'un tel signal.
Déclenchée par le franchissement du seuil **s**, la première rampe de balayage (ligne b) s'amorce en synchronisme avec la première impulsion d'un train : les trois impulsions s'affichent sur l'écran. L'instant, et la durée, du retour de la dent de scie,

Figure 1

FICHE MESURE N° 20 — RPEL

Oscilloscope :
UTILISATION EN XY

Les déviations verticales su spot (Y) proviennent toujours du ou des signaux observés. Lorsqu'on utilise la base de temps, l'axe horizontal (X) est finalement gradué en temps, et l'oscillogramme devient le graphe y = f(t). On peut toutefois, pour certaines applications, commander les élongations horizontales par des tensions extérieures à l'oscilloscope.

• Entrée X et oscilloscopes XY

Tous les oscilloscopes courants, mono ou bicourbe, possèdent un commutateur qui, éliminant la base de temps, donne accès direct (par liaison continue ou capacitive) à l'amplificateur horizontal. Sur cet axe, le gain n'est réglable que dans un rapport 5 ou 10, par commande potentiométrique. Sur les modèles plus perfectionnés, l'une des voies verticales peut être employée en X. Dans ce cas, pourtant, seul le préamplificateur Y est employé, l'étage d'attaque des plaques restant celui qui suit la base de temps. La bande passante en X, et la variation de phase, diffèrent alors des paramètres correspondants en Y, au-delà d'une fréquence que précisent les notices des constructeurs.

• Mesures de fréquences et de déphasages

L'application simultanée de tensions sinusoïdales en X et en Y, conduit aux traditionnelles figures de Lissajous, dont la **figure 1** fournit un exemple simple. Si m est le nombre de points de tangence avec l'horizontale du rectangle circonscrit, et n ce même nombre pour la verticale, le rapport des fréquences a pour expression :

$$\frac{f_y}{f_x} = \frac{m}{n}$$

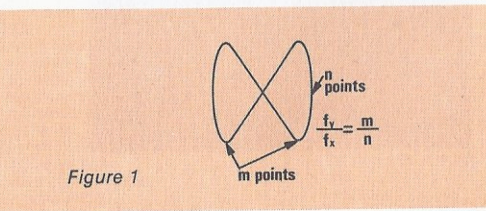


Figure 1



Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 20 — RPEL

Dans le cas particulier de l'égalité de f_x et de f_y, la figure de Lissajous se réduit à une ellipse (m = n = 1). Un raisonnement géométrique simple montre alors que le déphasage φ entre les deux sinusoïdes s'exprime aisément (**figure 2**) à travers son sinus :

$$\sin \varphi = \frac{B\,B'}{A\,A'}$$

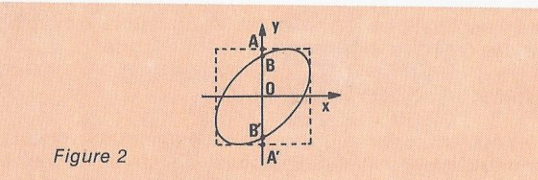
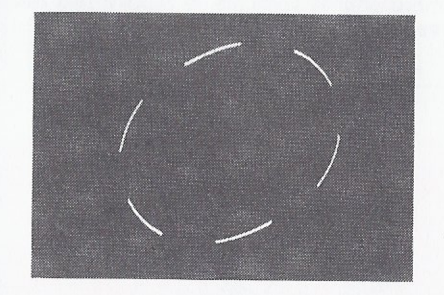


Figure 2

• Utilisation de l'axe Z

Le principe, et les techniques, de modulation de l'intensité lumineuse par application d'une tension sur le wehnelt, sont exposés dans la fiche n° 19. On peut aussi les appliquer à la mesure des fréquences.

Soit f_0 une fréquence de référence, ajustable. Un réseau déphaseur (figure 2) permet de l'utiliser pour afficher sur l'écran une ellipse. Le signal de fréquence f_x inconnue, commande la luminosité du spot. L'oscilogramme résultant prend la configuration illustrée ci-dessous. L'ellipse est parcourue f_0 fois par seconde. Si f_x/f_0 est un nombre entier n, on observe n extinctions sur l'ellipse : connaissant f_0 (ajustable), on en tire f_x.



FICHE MESURE N° 19 — RPEL

peuvent conduire à un déclenchement sur la deuxième (par exemple) impulsion du train suivant : au balayage d'après, deux impulsions seulement s'afficheront. Cette synchronisation aléatoire conduit à un affichage instable
En bloquant, pour une durée ajustable, le démarrage de chaque rampe, on peut la faire partir sur la première impulsion de chaque train (figure 1, ligne c) : il suffit « d'inhiber » les circuits de déclenchement pour une durée t réglable à la diligence de l'opérateur. Les oscilloscopes munis de la commande d'inhibition, sont équipés d'un potentiomètre affecté à cet usage.

• Surbrillance

Dans une autre fiche (bases de temps doubles et retardées), nous traitons d'un même problème. Les techniques de surbrillance ont été appliquées autrefois à des oscilloscopes simples. Elles visaient à pallier le manque de luminosité lors des déplacements rapides du spot, c'est-à-dire sur des flancs d'impulsions.
A cet effet, un circuit différenciateur détecte les variations d_v/d_t importantes, et les convertit en un signal appliqué au wehnelt. De telles techniques ne relèvent plus que du souci d'améliorer un appareil ancien.

• Modulation de luminosité

Une tension négative appliquée à la polarisation moyenne du wehnelt d'un tube cathodique, diminue l'intensité du faisceau électronique, donc la luminosité du spot. Par analogie avec les déviations X (horizontale) et Y (verticale), on appelle souvent « axe Z » ce paramètre supplémentaire d'action sur la trace de l'écran.
La plupart des oscilloscopes sont équipés d'une entrée Z. Dans les modèles récents, une modulation à 100 % de l'intensité lumineuse s'obtient avec des tensions normalisées aux valeurs TTL (5 volts). Notre fiche « mesure des fréquences » donnera un exemple pratique d'utilisation de la modulation d'intensité.

• Test des composants

Certains oscilloscopes offrent deux bornes pour le test des composants. Il ne s'agit, en fait, que du secondaire (quelques volts efficaces) d'un transformateur alimenté en 50 Hz. Cette tension peut servir (voir la fiche : utilisation en XY) à afficher la caractéristique I = f(V) d'un condensateur, d'une diode, d'une zener, etc.

FICHE MESURE N° 18 — RPEL

nément, un créneau positif se superpose au créneau d'allumage de la première base (ligne e), et provoque une surbrillance de la trace, pendant la durée de la dent de scie n° 2.
Si on sélectionne la deuxième base de temps pour commander les déviations horizontales, la portion AB du signal, dont la longueur dépend de la vitesse choisie pour la deuxième base, est étalée sur toute la largeur de l'écran. Grâce à la surbrillance, sa luminosité reste normale.

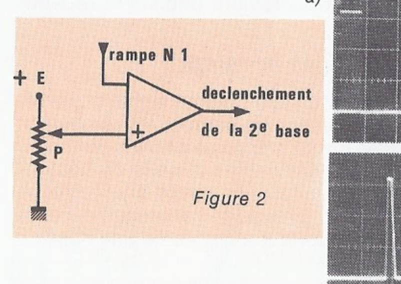
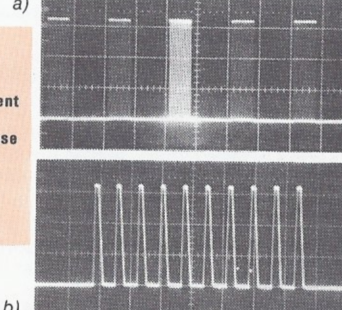


Figure 2



a) b)

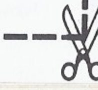
L'oscillogramme A montre un signal observé avec la base de temps n° 1. Le dispositif de surbrillance, mis en service, accentue la portion de la trace qu'affichera la base de temps n° 2. Lorsqu'on enclenche cette dernière, la partie intensifiée s'étale sur tout l'écran (oscillogramme B).
Certains oscilloscopes offrent la possibilité d'un balayage mixte, alliant deux vitesses différentes : pendant le délai t_1, la base n° 1 est en service ; ensuite, la base n° 2 la remplace.

• Déclenchement après délai.

Dans le fonctionnement décrit ci-dessus, le départ de la deuxième base de temps ne dépend que du délai t_1, choisi par le potentiomètre P, et s'effectue indépendamment de l'apparition d'une impulsion de synchronisation.
On peut aussi adopter un autre mode : à l'issu du délai t_1, le balayage reste en attente. Le démarrage de la base de temps n° 2 est alors commandé par l'impulsion de synchronisation suivante. Dans le cas de la figure 1, il s'effectuerait au point C (ligne a).

• Base de temps retardée simple

Il s'agit d'une base de temps unique, comme sur un oscilloscope déclenché traditionnel. Mais en plus, un monostable permet d'introduire un délai réglable, entre l'impulsion de synchronisation et le début du balayage.





Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MESURE N° 21 — RPEL

Oscilloscope :

AFFICHAGE DES RÉPONSES EN FRÉQUENCE

Dans un vobulateur, générateur sinusoïdal balayé en fréquence, les variations de cette dernière sont commandées par une rampe croissant soit linéairement, soit logarithmiquement, avec le temps. Le vobulateur comporte deux sorties :
— l'une, S_1 délivre le signal à fréquence variable et amplitude constante, qu'on applique sur l'entrée du quadripôle (passif ou actif) testé. La sortie de ce quadripôle excite l'entrée verticale de l'oscilloscope.
— l'autre, S_2, délivre la rampe de vobulation, utilisée pour les déviations horizontales de l'oscilloscope (**figure 1**).

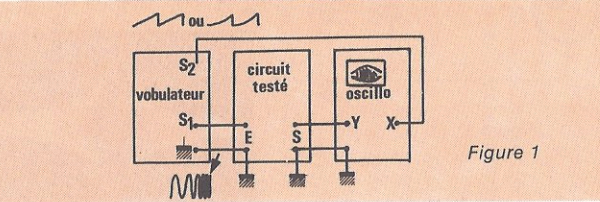


Figure 1

Dans ces conditions, l'axe des X devient celui des fréquences, prises comme variable. En ordonnées, et pour chaque fréquence, l'amplitude supérieure de la trace affichée, est alors l'image de la réponse en fréquence du dispositif testé.
Pour les amplificateurs BF apériodiques, on trace la courbe de réponse sur des abscisses logarithmiques, en choisissant la rampe correspondante. Les circuits sélectifs s'accommodent mieux d'une rampe linéaire.
A titre d'exemple, l'**oscillogramme A** donne la courbe de réponse du circuit en T ponté de la **figure 2**, dont la transmission est nulle à la fréquence :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

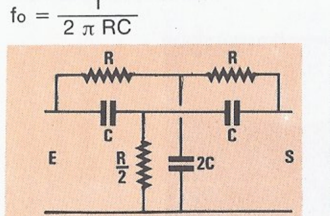


Figure 2

FICHE MESURE N° 22 — RPEL

Oscilloscope :

APPLICATIONS DES SIGNAUX TRIANGULAIRES ET RECTANGULAIRES

Sinusoïdes, triangles et rectangles sont les trois signaux habituels des générateurs de fonctions. Tous les électroniciens sont familiarisés avec l'utilisation des sinusoïdes. Mais les triangles et les rectangles ouvrent d'autres possibilités.

• Signaux triangulaires

Des signaux triangulaires parfaits se composent de la succession de segments de droites à pentes alternativement positives et négatives. Après passage à travers un amplificateur non rigoureusement linéaire, les segments de droite s'incurvent. Un écart de linéarité de l'ordre de 1 % est très perceptible à l'œil, alors qu'il n'apparaitrait pas avec des sinusoïdes.

• Réponse d'un amplificateur à un échelon de tension

Dans un signal rectangulaire, on peut exploiter soit les transitions verticales (aussi brèves de possible à la sortie du générateur), soit les paliers horizontaux.
Après traitement par les circuits étudiés (amplificateur par exemple), les créneaux sont affectés d'un temps de montée. On définit ce temps τ, comme celui qu'il faut au signal pour passer de 10 % à 90 % de son amplitude maximale (**figure 1**) : sa mesure s'effectue facilement avec une base de temps calibrée en vitesse.

• Relation entre la bande passante et le temps de montée

La limite supérieure F de la bande passante d'un amplificateur apériodique, tient généralement à la présence de capacités parasites. Sous cet angle, l'amplificateur est assimilable à un système d'ordre 1 (**Figure 2**), et on a $\tau = RC$. La tension d'entrée V_e (créneau) et la tension de sortie V_s, fonctions de t, sont liées par :

$$V_s(t) = V_e\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad (1)$$

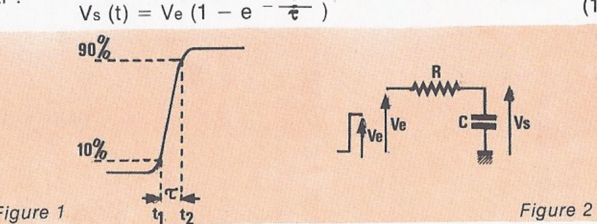


Figure 1 — Figure 2

FICHE MICRO ET ROBOTS

MESURES D'URGENCE !

Avant qu'ils ne soient épuisés, commandez les anciens numéros de Micro et Robots.



Fiches « Mesure »

à découper pour votre labo

FICHE MICRO ET ROBOTS

BON DE COMMANDE

Il est indispensable de remplir et de retourner les deux parties du bon ci-dessous et de mettre une croix dans la case choisie.

MICRO et ROBOTS
2 à 12, Rue de Bellevue - 75940 Paris Cedex 19

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
N° demandé(s) : ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐
Je règle la somme de ....F
(*prix d'un numéro : **17 F***)
par : ☐ Chèque bancaire ☐ Mandat
☐ Chèque postal *(sans n° de compte)*

Nom, Prénom : ....

N° et rue : ....

....

Code postal: ☐☐☐☐☐ Ville : ....

MICRO et ROBOTS
2 à 12, Rue de Bellevue - 75940 Paris Cedex 19

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14
N° demandé(s) : ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐ ☐
Je règle la somme de ....F
(*prix d'un numéro : **17 F***)
par : ☐ Chèque bancaire ☐ Mandat
☐ Chèque postal *(sans n° de compte)*

Nom, Prénom : ....

N° et rue : ....

....

Code postal: ☐☐☐☐☐ Ville : ....

FICHE MESURE N° 22 — RPEL

Aux instants t_1 et t_2, on a respectivement $V_s = 0{,}1\ V_e$ et $V_s = 0{,}9\ V_e$. En passant aux logarithmes décimaux des deux membres de la relation 1, on trouve :

$$\tau = t_2 - t_1 = \frac{\tau}{\log e}\,[\log 0{,}9 - \log 0{,}1]$$

Comme $\omega = 2\pi F = 1/\tau$ (système du 1er ordre), il vient finalement :

$$\tau \cdot F = 0{,}35$$

où τ s'exprime en secondes et F en hertz.

• Limite inférieure de la bande passante

Lorsqu'un amplificateur comporte des liaisons capacitives (à l'entrée, ou entre étages) et des condensateurs de découplage, on peut, en première approximation, l'assimiler au système d'ordre 1 de la **figure 3**. A un échelon de tension V_e appliqué sur l'entrée, correspond la tension de sortie V_s, fonction du temps :

$$V_s(t) = V_e \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Graphiquement, $V_s(t)$ évolue conformément à la courbe 1 de la **figure 4**.
Avec un signal d'entrée en forme de créneaux, les transitions verticales V_e, alternativement positives et négatives, se répètent périodiquement (période T). L'allure du signal de sortie dépend alors du rapport entre T et τ. Elle est liée à la limite inférieure de la bande passante. Avec un peu d'expérience, on peut donc estimer celle-ci par l'examen de la réponse en rectangulaires.

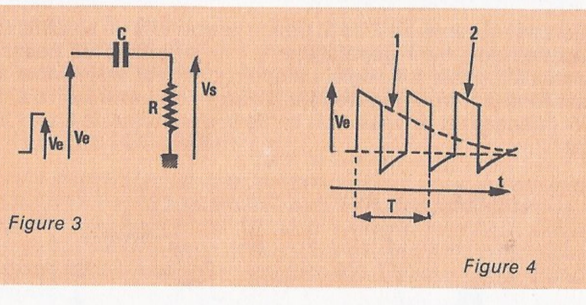


Figure 3 — Figure 4

FICHE MESURE N° 21 — RPEL

De part et d'autre de f_0, et si l'impédance de charge est grande devant celle des composants du T, le « gain » remonte rapidement à 1.
Le deuxième exemple (**figure 3**) concerne un circuit sélectif, donc à bande étroite, et se présentant sous forme d'un dipôle.
La première caractéristique conduit à choisir un balayage linéaire en fréquence. La deuxième oblige à créer artificiellement un quadripôle : le générateur attaque en série la résistance R de forte valeur, et le circuit résonnant. On prélève les tensions de sortie aux bornes du dipôle, l'ensemble formant alors un diviseur de tension. L'**oscillogramme B** montre la courbe de réponse obtenue.

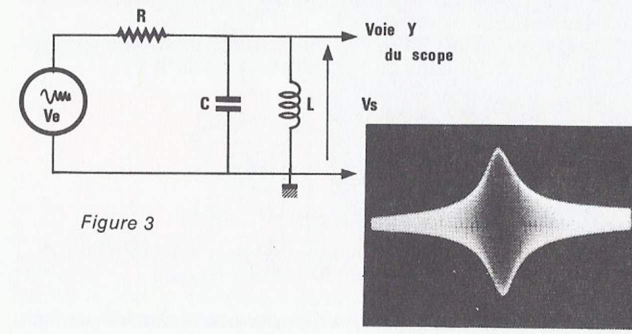
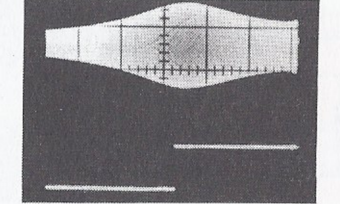


Figure 3

L'affichage oscilloscopique des courbes de réponse pose le problème du repérage des fréquences. Une solution s'appliquant à tous les vobulateurs, consiste à réaliser un étalonnage préalable, en remplaçant la rampe par une tension continue réglable, et en mesurant la correspondance entre celle-ci et la fréquence délivrée.
Les vobulateurs plus évolués sont équipés d'un marqueur : le passage de la rampe à travers un seuil de tension réglable, et étalonnée, déclenche, sur une sortie spéciale, un échelon de tension qu'on applique à la voie Y_B de l'oscilloscope. **L'oscillogramme C** en donne un exemple.



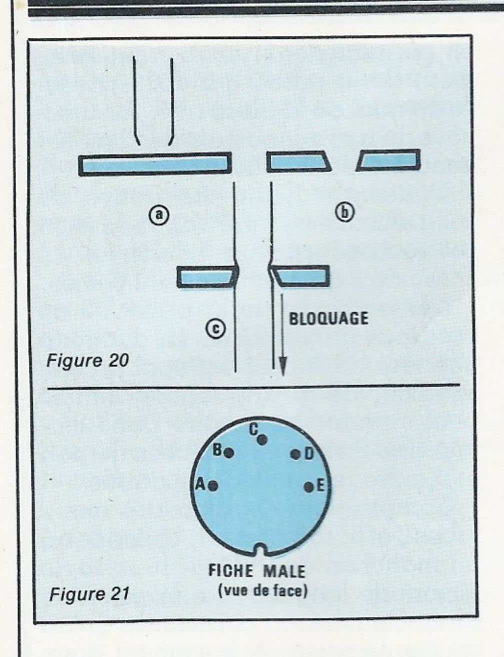


Figure 20

Figure 21

Réalisation de la self d'émission

- **Le bobinage**

Immobiliser sur la table de travail le disque CTP avec de 2 morceaux d'adhésif. A l'aide d'un stylo à papier ou un équivalent de fabrication maison (**figure 22 a**), réaliser la self d'émission. Si vous pouvez vous faire aider pour cette opération de bobinage, cet accessoire ne sera pas indispensable. Seul l'outil de la **figure 22 b** sera à réaliser. Une personne assurera le dévidage et la tension constante, l'autre bobinera. Doubler votre fil sur environ 5 cm. Faites 4 à 5 tours autour de la pointe marquée A en laissant libre le reste. Entrer dans la gorge par le passage de 1 mm réalisé par la lame de scie et bobiner dans le sens de la flèche (**figure 19**). A la première cale de plastique vous rentrez pour faire le tour de la petite bobine. Vous tournez sur la 2e cale de plastique et bobinez sur l'autre demi grande bobine. Vous compterez 1 en passant devant le point A. Vous réaliserez ainsi 66 spires. Au 66e passage, vous vous accrochez en B. Faites quelques tours. Laisser 3 à 4 cm de fil libre. Refaire à nouveau quelques tours sur B, rentrer dans la gorge et compter 22 tours en suivant le même chemin que précédemment. S'accrocher à la pointe C et laisser quelques cm de fil libres.

Immobiliser les 3 fils, en attendant leur fixation définitive, à l'aide d'un adhésif, pour éviter qu'ils ne gènent ou se cassent lors des manipulations suivantes.

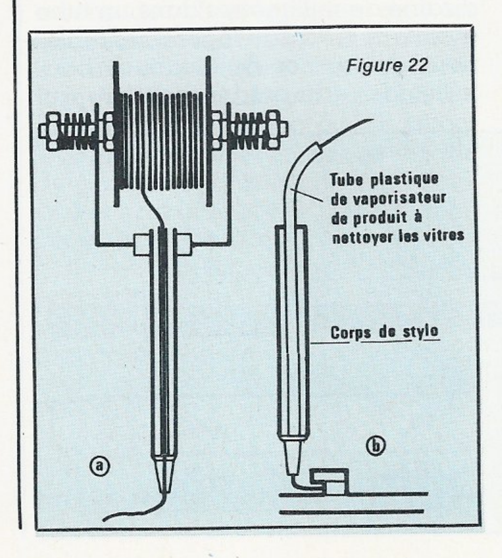


Figure 22

- **Montage d'essai.**

La réalisation d'un montage d'essai est souhaitable pour s'assurer que toutes les pièces s'adaptent parfaitement. Presser le câble de liaison et enfiler dans l'ordre la pièce de la **figure 14 a**, le joint torique, le disque de styron 17 b, la bobine de l'émetteur, la rondelle de plastique 20 b et le circuit imprimé 16 g. Serrer modérément les vis. Lors du montage définitif il faudra insérer une rondelle de plastique entre le circuit imprimé 16 g et le CTP à peine moins épaisse que la pièce de la **figure 20 b.** sur chacune des 4 vis parker. Sans ces rondelles, le circuit imprimé se déforme et risque de se casser (c.f. **figure 18**). Si tout est conforme lors de cet essai, le montage définitif peut alors intervenir.

- **Montage définitif**

Refaire la même opération que précédemment mais, pour les têtes étanches, il faudra déposer un cordon de colle UHU-Plast, **figure 14 e**, tout autour, à quelques millimètres du bord de la pièce 14 a, pour éviter que l'eau ne s'infiltre entre la fixation et le disque de styron puis pénètre dans la tête par les trous des vis parker. Cette manière de coller l'articulation est la plus esthétique car elle laisse bien mettre la séparation disque-articulation. Elle demande beaucoup de précision et d'assurance car si le disque n'est pas immédiatement bien positionné, on retrouve de la colle un peu partout. Il existe une autre solution plus simple mais un peu moins esthétique. On s'abstient de mettre de la colle entre les deux pièces, mais une fois tout terminé, on réalise un cordon de colle tout autour de la base de la fixation 14 a (voir **figure 14 f**) qui assurera l'étanchéité. L'auteur laisse le choix. Du point de vue de l'étanchéité, le résultat est le même. Avant de bloquer définitivement les vis parker, assurez-vous que la gaine de plastique ne dépasse que de 1 mm le circuit imprimé. Immobiliser la tête sur un étau et bloquer les 5 vis parker. Enfoncer dans les trous de 1 mm A, B, C, D(3), 1 et 2 des morceaux de fil de cuivre rigides de 6 mm de long et de 1 mm de diamètre. Libérer les fils de sortie de la self L_2 et fixer les, en les enroulant à leur place respective, voir **figure 19.** Dans le cas d'un vernis non thermo-soudable, gratter le vernis avant d'enrouler. Dénuder sur 1 cm, les fils A, B, et D du câble de liaison, le E sera coupé au ras de la gaine, et fixer les en les enroulant autour du fil rigide correspondant. Après une ultime vérification, avec un fer très chaud, fixer par soudure ces fils ainsi que la base des picots d'ancrage avec le circuit imprimé. La tresse de blindage sera soudée sur la partie cuivre en liaison avec les fils rigides marqués C et 2. La self d'émission est terminée.

Le récepteur

- **La carcasse**

Découper dans un carton de 1 mm d'épaisseur les 3 disques de la **figure 25.** Percer les 3 trous de 1 mm de diamètre marqués 1.2.3. Ne pas oublier de dessiner la flèche qui indique le sens d'enroulement. Coller les 3 disques, le plus petit entre les 2 autres bien entendu. Le centrage peut être obtenu facilement si une épingle est enfilée dans les trous qui marquent le centre des pièces. Attention, pas trop de colle. Elle pourrait obstruer la gorge. Une fine pellicule sur chaque pièce et bien écraser en martellant. Laisser sécher 24 heures sur une surface plane avec une charge dessus.

- **Le bobinage.**

S'assurer visuellement que la gorge n'est pas obstruée par de la colle. Si c'est le cas, passer doucement une lame de scie ayant l'épaisseur requise jusqu'à disparaition de l'obstacle. Le fil à utiliser est identique à celui de l'émetteur (1/10 mm). La bobine comprend 150 spires avec un prise intermédiaire à 75 spires. Pour cette opération, il est possible de s'aider d'une perceuse électrique. Percer au centre de la carcasse un trou de 4 mm de diamètre. Réaliser le montage de la **figure 23.** La perceuse sera alimentée à partir d'un variateur de vitesse électronique pour obtenir une vitesse de rotation convenable. Un interrupteur commandé au pied met en route et

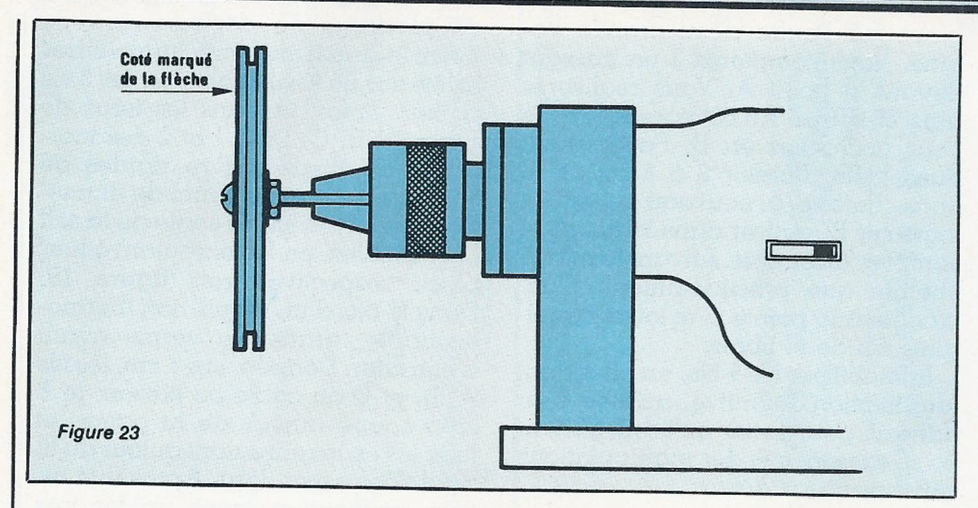


Figure 23

en permanence jusqu'à ramollissement de la partie qui doit épouser l'extrémité de la pièce n° 1. Assurez-vous du bon alignement des 2 pièces pendant le refroidissement.

L'auteur n'ayant pas trouvé de colle efficace styron-PVC, la fixation est réalisée par un boulon et un écrou de 3 qui traverse les 2 pièces.

L'assemblage de la pièce 2-3 ne pose pas de pobléme. Le diamètre intérieur du tube 2 est égal à celui extérieur de 3. Une légère chauffe peut s'avérer nécessaire dans certain cas. 2 vis parker situées de part et d'autre les rendent solidaires.

Compte tenu du diamètre des 2 tubes 3 et 5 : 18 extérieur, 16 intérieur, un manchon de PVC de 16 × 18 de 70 mm de long servira de pièce de raccordement et permettra, grâce au coulissement à frottement doux du tube 3 dans celui-ci, le réglage de la longueur de la canne et l'orientation de la tête. Pour obtenir ce résultat, chauffer la pièce 4 à l'air chaud jusqu'à ramollissement. La glisser sur le tube 5 sur environ 3 cm. S'assurer du parfait alignement pendant le refroidissement des pièces 4 et 5. Polir soigneusement le tube 3. Essayer de l'engager dans le manchon. 3 cas sont possibles :

1er cas : Il coulisse correctement, ni trop serré, ni trop lache. C'est parfait, c'est rare mais le manchon est terminé ;

2e cas : Le tube 3 ne rentre pas dans le manchon. Chauffer (à l'air chaud) le manchon et insérer ensuite le tube 3. Laisser refroidir en tournant doucement le tube 3 pour éviter qu'il ne reste pas bloqué dans le manchon. Le coulissement doit être correct après cette opération.

3e cas : Le manchon est trop large. Il faut donc diminuer son diamètre. Chauffer le bout du manchon. Dès ramollissement l'enfoncer sur une dizaine de millimètres dans un tube ayant un diamètre légèrement inférieur. Le goulot de certaines bouteilles de soda ont un diamètre qui

arrête la perceuse. Les deux mains sont ainsi libres pour guider le fils. L'auteur a ajouté une came qui actionne un compteur. Il peut ainsi rêver pendant ce travail.

La **figure 24** indique une astuce pour introduire les fils dans les trous 1.2.3 de la joue de la bobine. Il sera passé 3 à 4 fois pour être immobilisé. Laisser 4 à 5 cm de fil libre pour la liaison.

- **Le montage du récepteur dans la tête.**

Cette opération interviendra ultérieurement.

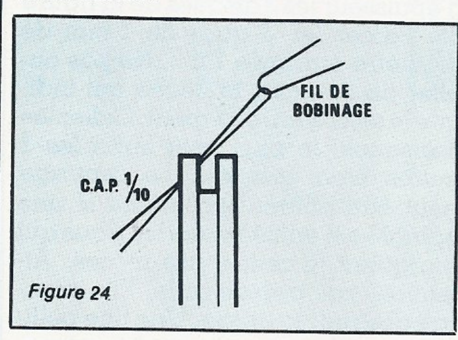


Figure 24

La canne de liaison tête-boîtier

Une canne qui appartient à un détecteur de métaux digne de ce nom doit posséder un certain nombre de possibilités :

— se régler en longueur pour s'adapter à la taille des utilisateurs ;
— pouvoir se séparer facilement du boitier et de la tête pour un rangement facile pendant son transport ;
— s'articuler avec la tête pour rester parallèle au niveau du milieu de recherche ;
— être légère et rigide.

La votre aura (presque) toutes les qualités. De plus, sa réalisation ne demandera ni compétence ni matériel hors du commun.

Elle est composée de six pièces (**figure 26 a**) :

— Une articulation adaptable avec celle de la tête ;
— Un tube de P.V.C. de 16 × 18 (baguette électrique) de de 10 cm de longueur ;
— Un tube d'aluminium ou de duralumin (nettement plus cher) de 14 × 16 de 60 cm de long ;
— Un tube de PVC de 16 × 18 de 7 cm de long ;
— Un tube d'aluminium ou de duralumin de 18 × 20 de 60 cm de long ;
— Un crochet de grenouillère adapté à celle-ci.

La pièce n° 1 a déjà été décrite **figure 14.** Pour assembler les pièces 1 et 2 il suffit de chauffer une des extrémités de la pièce 2 à l'air chaud, par exemple au-dessus d'un brûleur d'une cuisinière à gaz, surtout pas dans la flamme, en tournant la pièce

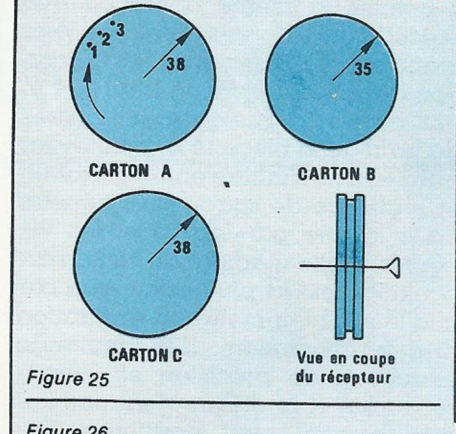


Figure 25

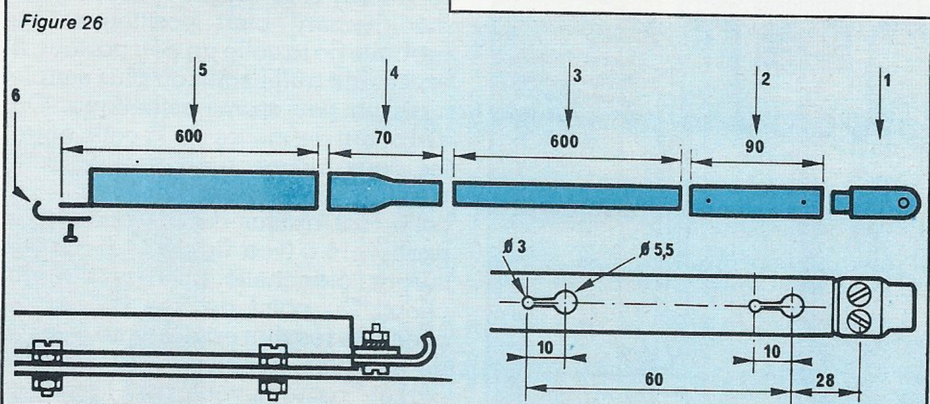


Figure 26

peut convenir. Laisser refroidir. Effectuer un nouvel essai avec le tube 3. Selon les résultats se reporter à l'un des 3 cas.

Nota : Lors des réglages de longueur de canne il est souhaitable de tenir le manchon pendant cette opération surtout si le tube coulisse en forçant.

La fixation canne-boîtier est réalisée à l'aide de 2 têtes de boulons de 2 qui sont glissées dans deux lumières. Le blocage est assuré par une grenouillère. La **figure 26 b** donne le détail de l'usinage de la pièce 5 et la manière de fixer le crochet de la grenouillère (pièce 6).

Le boîtier

Le modèle utilisé est un boitier TEKO modèle P3. Trois parties sont à voire, la face supérieure en aluminium, le fond du boîtier et la face avant. La **figure 27** indique les trous à percer pour la face d'aluminium. Deux cas sont à envisager. Vous utilisez un HP de 5 cm de diamètre 8 Ω ou 25 Ω, les trous à percer sont indiqués sur la **figure 27 a**. Vous utilisez un tranducteur Piezzo TOKO P6 2720, les trous relatifs au passage du son et à la fixation du HP sont à supprimer et à remplacer par 3 trous dont les cotes sont indiquées à la **figure 27 b**. Pour éviter de rayer la face d'aluminium avec les copeaux métalliques, il est souhaitable de la recouvrir en totalité avec un papier collant large, quelconque. La **figure 28 a** sera reproduite sur une feuille de papier millimétré. Elle sera immobilisée sur la plaque et à l'aide d'un pointeau, les trous seront marqués. Pour obtenir des trous parfaitement centrés et ronds, procéder comme suit. Percer tous les trous à 2,5 mm. Utiliser une mèche de 3 et agrandir tous les trous sauf ceux qui doivent rester à 2,5 mm. Mettre une mèche de 4,5 et agrandir tous les trous saufs ceux qui doivent rester à 2,5 mm et à 3 mm et ainsi de suite jusqu'à 10 mm. Les trous de 2,5 qui laissent passer le son du HP seront légèrement fraisés avec une mèche de 4. Ebarber la face arrière des copeaux restants. (Vous pouvez enlever le papier collant).

A l'aide de lettres transfert, porter les mentions: sensibilité, effet de sol, volume en regard des potentiomètres correspondants. Pour le rotacteur indiquer les positions arrêt, marche, test accu. Pour les deux jacks de 3,5 mm, mentionner ECOUTEUR et CHARGEUR. Pour ce travail, vous vous inspirerez des photos.

Figure 27a

Figure 27b

Le fond du boîtier sera percé selon les cotes de la **figure 28 a**. Bien repérer la face avant (AV) et la face arrière (AR). Sur la face avant percer un trous de 18 mm de diamètre conformément aux indications de la **figure 28 b.** Si vous avez une mèche de 18 mm pas de problème. Sinon tracer à l'aide d'un compas à pointes sèches le trou à percer de 18 mm de Ø. Tracer un autre cercle concentrique au premier de 14 mm de diamètre. A l'aide d'une mèche de 3 mm, percer une succession de trous jointifs, centrés sur le périmètre du second cercle. A l'aide d'une pince coupante à bec fin, découper le plastique restant entre les trous et faire sauter la partie centrale. Terminer le travail à la lime demi-ronde jusqu'au diamètre de 18 mm. Méthode un peu longue mais donnant d'excellents résultats, l'usinage du boîtier est terminé.

Mettre en place les 2 boulons de 3 × 10 qui servent au verrouillage de la canne. Inspirez-vous de la **figure 26 b**. L'espace entre la tête du boulon et l'écrou est égal à l'épaisseur du tube d'aluminium. L'insertion de la canne doit se faire sans jeu. Pour éviter tout court-circuit après mise en place de ces deux boulons, leur tige filetée ne doit pas dépasser les écrous. Un boulon de 3 × 8 conviendrait mieux mais les quincailliers ne les tiennent pas toujours en stock. Alors un coup de scie ou de pince coupante sera certainement nécessaire. Mettre en place la grenouillère qui assure le verrouillage de la canne. Mieux vaut une grenouillère qui force qu'une grenouillère détendue. Il est plus facile d'agrandir les trous de fixation de celle-ci jusqu'à la bonne position que de déformer la corde à piano pour obtenir la tension correcte. Fixer les 4 pieds de caoutchouc à l'aide de boulons 3 × 20. Une rondelle plate sera certainement nécessaire pour éviter que la tête du boulon ne traverse le pied. Serrer modérement. Ces mêmes boulons servant à la fixation du circuit imprimé, assurez-vous, avant l'insertion des composants que les trous réservés à cet effet coïncident bien. Dans le cas contraire, à l'aide d'une lime, rectifier les trous du circuit imprimé en conséquence. Mettre en place sur le circuit imprimé la prise DIN 5 broches femelle pour CI. Il n'est pas nécessaire de souder les pattes. Vérifier que cette prise tombe bien au centre du trou percé dans le boîtier.

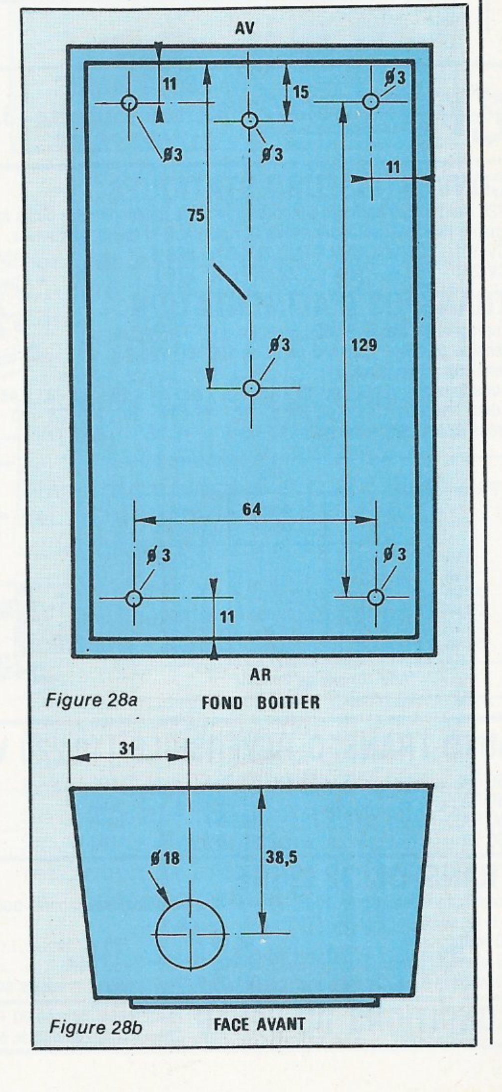


Figure 28a

Figure 28b

Une entretoise sera certainement nécessaire pour la mettre à la hauteur convenable. Un écrou, pourra très bien faire l'affaire.

La poignée

Elle est confectionnée à partir d'un morceau de tube d'aluminium de 18 × 20 de 175 mm de long. Deux bouchons en plastique pour dessous de chaise à pieds tubulaires obturent les extrémités. Deux boulons de 4 × 45 la rende solidaire de la face d'aluminium. Cette fixation interviendra lorsque la face d'aluminium sera entièrement terminée, potentiomètres, rotacteur, jacks et HP posés. Détails **figure 29**.

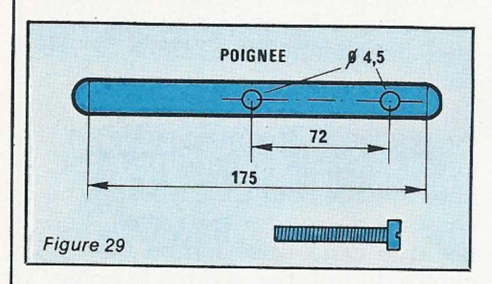


Figure 29

Conclusion

Voilà, la partie « mécanique » est terminée, nous verrons le mois prochain la partie réalisation électronique et les réglages qui viendront donc compléter cette réalisation.

J. LASSUS
(à suivre)

ERRATUM

N° 448 Figure 7 page 72.
Le transistor T_4 apparaît deux fois. Le transistor BC 549C en sortie de IC_5 est en réalité T_8.

— Une mauvaise numérotation a été faite au niveau des figures; en fait, il faut lire dès le début du texte « 1re partie: généralités et choix des schémas ».

Prenons l'exemple d'un détecteur de métaux à battement de fréquence **figure 3**.

Et La référence à la **figure 3** qui est faite page 68, 3e colonne est en fait, une référence à la figure 4 ne doit pas exister.

— Page 72, 3e colonne, avant le sous titre « L'oscillateur » on doit lire : Trois condensateurs d'une valeur de **47 µF** découplent les alimentations.

Dans le N° 449

Figure 11, il manque en série avec le potentiomètre P_3 côté entrée inverseuse N° 2 de IC_2, une résistance talon R_{47}. Il faut donc placer le point test N° 13 au point commun de R_{47} ET P_3 et le point test N° 14 au point commun de P_3 et R_{20}.

— **Page 88**, 2e colonne, il faut lire : TEC BF 245B.

— **Figure 12**, il y a inversion entre RV_5 et RV_6.

Pour le Styron, deux adresses sur Paris: ADAM, 11, bd Edgar-Quinet, 75014 Paris - BERTY, 46, rue de la Voute, 75012 Paris.

Réseaux équivalents et adaptation d'impédances

Dans la première partie de cet article, après l'étude générale des réseaux en régime permanent (équations de Kirchhoff, théorime de superposition), nous avons défini l'impédance interne d'un générateur, puis énoncé les théorèmes de Thévenin et de Norton, qui permettent de remplacer un réseau quelconque, comprenant des générateurs, par une source de tension ou de courant, associée à une impédance. Ceci nous a conduit à l'adaptation en puissance (transfert maximal) d'un générateur à un récepteur.

Un problème qui se pose universellement, lorsqu'on amplifie un signal, est celui du bruit introduit par la chaine de traitement. Nous allons voir maintenant qu'on peut considérer un amplificateur bruyant (tous les amplificateurs réels le sont), comme l'association d'un amplificateurs idéal sans bruit, et de différents générateurs de bruits. L'optimisation du rapport signal / bruit conduit à une adaptation d'impédance qui diffère de l'adaptation classique.

Ces notions supposent quelques connaissances préliminaires sur le bruit, par quoi nous commencerons.

Qu'est-ce que le bruit ?

Supposons qu'à la sortie d'un amplificateur audio-fréquences, dont l'entrée ne reçoit aucun signal utile, et est protégée de toute induction électromagnétique ou électrostatique, on branche un haut-parleur. Celui-ci fait entendre un bruit assez comparable à celui d'une chute d'eau. Observée à l'oscilloscope, la tension de bruit apparait comme un phénomène aléatoire : elle se compose d'une succession de pics d'amplitudes et de largeurs variées (**figure 1**).

Figure 1

En présence d'un signal utile, le bruit subsiste, et s'y ajoute, en perturbant l'audition. En fonction du rapport entre la puissance du signal et celle du bruit, la gêne peut aller d'une simple sensation désagréable, jusqu'à l'impossibilité de comprendre le message.

Ce phénomène connu de tous dans le domaine audible, existe aussi pour d'autres fréquences. Par assimilation, on l'appelle encore « bruit ». Dans un amplificateur, plusieurs phénomènes contribuent à la production de bruit.

Le bruit thermique

Il tire son origine du mouvement désordonné des électrons libres, conséquence de l'agitation thermique dans tout conducteur porté à une température supérieure au zéro absolu (0° K ou – 273° C), et qu'on appelle « effet Johnson ».

Le bruit thermique ne prend naissance que dans les circuits dissipatifs, c'est-à-dire, pour les composants, dans les résistances : une inductance ou une capacité pure n'en sont pas affectées. On peut alors représenter une résistance « chaude » (c'est-à-dire à température supérieure au zéro absolu), comme l'association d'une résistance froide (0° K), et d'un générateur de tension e_N, ou d'un générateur de courant i_N (**figure 2**). On reconnait là les équivalents sous forme de Thévenin ou de Norton (voir article précédent).

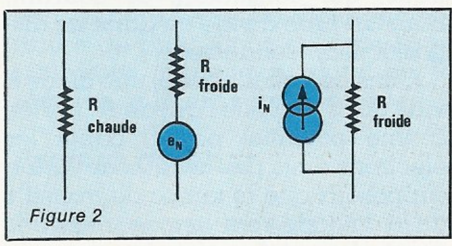


Figure 2

La tension e_N et le courant i_N sont des fonctions aléatoires du temps, qu'on peut caractériser statistiquement par leurs valeurs efficaces E_N et I_N, entre lesquelles existe évidemment la relation :

$$I_N = E_N / R$$

En se fondant sur la mécanique statistique de Maxwell-Boltzmann, Nyquist a établi l'expression de E_N, pour une résistances R portée à la température absolue T° K, et **à l'intérieur d'une bande de fréquence ΔF.** La formule de Nyquist s'écrit :

$$E_N = \sqrt{4\,k\,T\,R\,\Delta F}$$

où k désigne la constante de Boltzmann :

$$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ J/\,°K$$

Remarquons que les fréquences n'interviennent que par la largeur de bande considérée et non par ses bornes. Calculons alors la puissance de bruit d (E_N^2), dans un intervalle de fréquence élémentaire df. Par différenciation de la formule de Nyquist, on trouve :

$$d(E_N^2) = 4\,k\,T\,R\,df$$

Cette puissance est indépendante de la fréquence, et un tel bruit est dit « bruit blanc ».

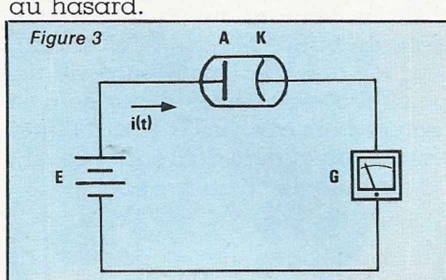
La formule de Nyquist ne s'appli-

que qu'au cas des résistances qui ne sont parcourues par aucun courant. En présence d'un tel courant, le bruit augmente, de façon négligeable dans les résistances métalliques, mais très sensible dans les résistances au carbone. Dans ce dernier cas, le phénomène s'explique par la structure macroscopique : les résistances au carbone sont formées d'un aglomérat de grains (taille moyenne : 10 nm) dont les contacts, imparfaits, sont modifiés par l'agitation thermique. Ceci entraîne des fluctuations aléatoires de la résistance, donc de la tension à ses bornes, quand elle est traversée par un courant.

Le bruit de grenaille

Alors que le bruit thermique prend son origine dans l'agitation désordonnée des électrons en l'absence de courant, le bruit de grenaille résulte des variations statistiques du nombre des porteurs (électrons et trous) qui constituent ce courant, dans un tube à vide ou dans un dispositif semi-conducteur.

Considérons (**figure 3**) une diode à vide dans laquelle l'anode A, portée à une potentiel positif, capte les électrons émis par la cathode K. On supposera que le temps de transit τ de la cathode vers l'anode, reste très court devant la période, dans la bande de fréquences ΔF utilisée. Chaque électron est émis à un instant indépendant de celui de l'émission des électrons précédents. S'il y a alors, en moyenne, M électrons émis par seconde, ces émissions ont lieu au hasard.



Soit alors I la valeur moyenne du courant qui traverse la diode (valeur lue par le galvanomètre G). Il s'y ajoute une fluctuation aléatoire, caractérisée par sa valeur efficace (voir **figure 4**) :

$$I_N = \sqrt{\overline{[i(t) - I]^2}}$$

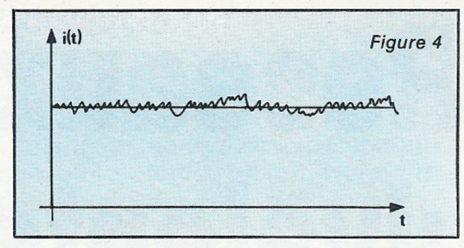
où

$$\overline{[i(t) \times I]^2}$$

**Le symbole ‾ caractérise la valeur moyenne.*

est la valeur quadratique moyenne.

Une démonstration que nous ne



développerons pas ici, conduit à la formule de Schottky :

$$I_N^2 = 2\,e\,I\,\Delta F$$

où I est l'intensité moyenne du courant, e la charge de l'électron, et ΔF la largeur de bande.

Comme pour le bruit thermique, la largeur de bande intervient dans la formule de Schottky, mais non les limites de cette bande : il s'agit encore d'un bruit blanc. La formule montre qu'il est proportionnel à l'intensité moyenne, et c'est pourquoi il y a intérêt à faire fonctionner les étages d'entrée des amplificateurs avec des courants aussi faibles que possible (ceci, malheureusement, s'accompagnant d'une diminution du gain).

Dans les dispositifs à semi-conducteurs, les intéractions entre les porteurs (électrons et trous), accompagnées de créations ou d'annihilations de paires, engendre un bruit dit de « génération - recombinaison ». L'importance du phénomène dépend des valeurs relatives de la durée de vie moyenne probable d'un porteur, τ_v, et du temps de transit τ_t d'une électrode à l'autre. Il est négligeable si τ_v est nettement plus grand que τ_t, ce qui est le cas général des transistors bipolaires, et surtout des modèles HF. Il devient important dans le cas contraire, notamment dans les transistors FET et MOS. Ce bruit, à spectre uniforme pour les fréquences basses, décroît à 6 dB / octave aux fréquences élevées.

Bruits en 1 / F

Dans les résistances au carbone, la quantité :

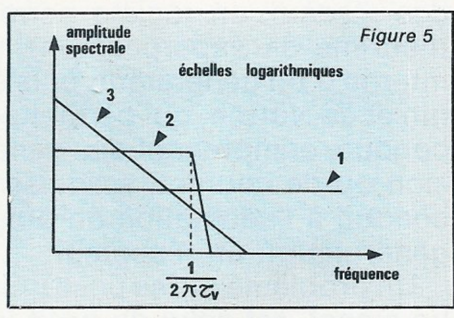
$$d(E_N^2) / dF$$

est proportionnelle à 1 / F. Ce phénomène est d'ailleurs général ; on le constate aussi bien dans les tubes à vide (cathodes thermo-ioniques), que dans les semi-conducteurs.

Importance relative des différents bruits

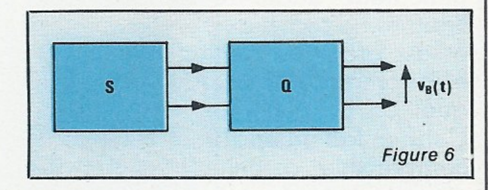
De ce qui précède, on peut déduire un classement des différents types de bruit, en trois grandes catégories (nous n'envisageons que les bruits internes aux appareils) :

- les bruits blancs, à spectre uniforme : bruits thermiques, bruits Schottky. Leur contribution, en fonction de la fréquence, est illustrée par la droite 1 de la **figure 5**.
- les bruits à spectre uniforme aux fréquences basses, et décroissant à 6 dB / octave aux fréquences élevées. Il s'agit, principalement, des bruits de génération-recombinaison (courbe 2 de la **figure 5**), avec une fréquence de transition liée à la durée de vie τ_v des porteurs.
- les bruits en 1 / F (courbe 3), largement prédominants aux fréquences basses.



Bande énergétique d'un quadripôle ou d'un dipôle

Le quadripôle Q de la **figure 6** est supposé dénué de bruit propre. Lorsqu'on l'attaque par une source S de bruit blanc (répartition spectrale uniforme), on recueille en sortie un bruit dont le spectre énergétique est modelé par la courbe de réponse du quadripôle, selon la courbe 1 de la **figure 7**, qui présente un maximum d'énergie W_m à la fréquence F_m.



La puissance totale de bruit, en sortie, est proportionnelle à la surface comprise entre la courbe 1 (entre les fréquences F_1 et F_2) et l'axe horizontal. On se propose de remplacer cette surface par une autre, rectangulaire, de hauteur W_m, et de même aire (donc représentant la même puissance totale de bruit). Sa largeur ΔF, qu'il reste à calculer, s'appelle la **largeur de bande énergétique** du quadripôle Q. L'égalité des aires s'écrit :

$$\Delta F \cdot W_M = \int_{F_1}^{F_2} W(F)\,dF$$

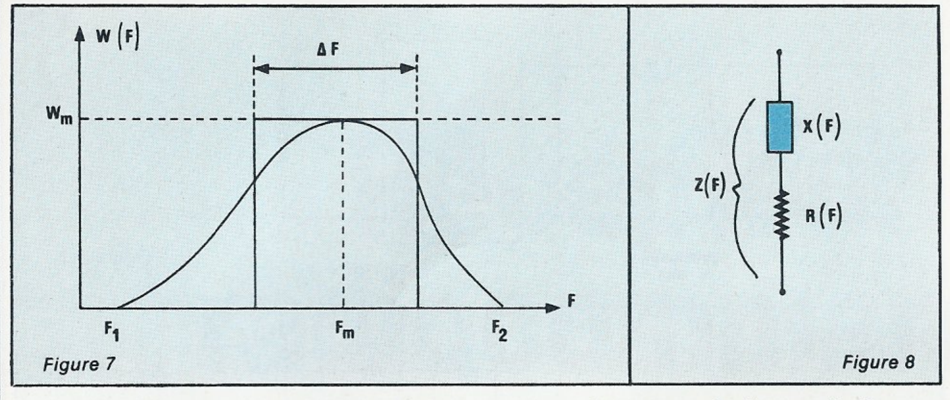


Figure 7

Figure 8

Or, en désignant par H(F) la fonction de transfert du quadripôle, on peut écrire :

$$W(F) = |H(F)|^2 \times \text{constante}$$

la constante étant déterminée par la valeur maximale H_m du gain en amplitude. Finalement, la largeur de bande énergétique devient :

$$\Delta F = \left| \int_{F_1}^{F_2} \left\| \frac{H(F)}{H_m} \right\|^2 dF \right|$$

Les mêmes considérations s'appliquent à un dipôle, telle l'impédance Z de la **figure 8**, composée d'une partie réelle R (résistive), et d'une partie imaginaire X · R, X et donc Z, dépendent de la fréquence F :

$$Z(F) = R(F) + j\,X(F)$$

Seule, la composante résistive introduit du bruit, et on se rappelle que :

$$d(e_N^2) = 4\,k\,T\,R(F)\,dF$$

d'où, pour l'ensemble du spectre (de la fréquence nulle à l'infini) :

$$e_N^2 = \int_0^{\infty} 4\,k\,T\,R(F)\,dF$$

Là encore, comme pour le quadripôle, on définira une largeur de bande énergétique, autour de la fréquence F_m pour laquelle R(F) prend sa valeur maximale R_m. On trouve alors :

$$\Delta F = \int_0^{\infty} \frac{R(F)}{R_m}\,dF$$

Température de bruit d'une source

A toute source de signal utile, se superpose une source de bruit d'énergie spectrale W(F), et la f.e.m correspondante peut être considérée comme agissant en série avec la résistance interne R_G du générateur. Fictivement, on peut remplacer le f.e.m de bruit, par celle qui résulterait d'un échauffement de R_G, comme le montre la **figure 9**. On appelle alors température T_G de la source, celle à laquelle il faudrait porter R_G pour reproduire le bruit réel.

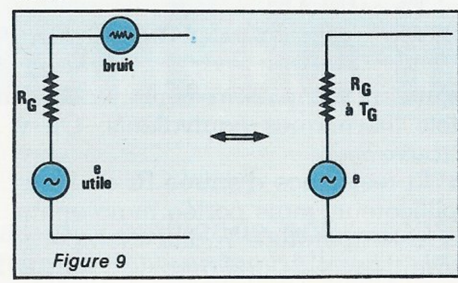


Figure 9

D'après la définition de T_G, la puissance de bruit, dans l'intervalle de fréquence dF, est :

$$dP_B = k\,T_G(F)dF = W(F)\,dF$$

On en déduit la puissance spectrale :

$$W(F) = k\,T_G\,(F)$$

Remarque :

L'expression « puissance spectrale », consacrée par l'usage pour désigner W(F), est impropre. En effet, cette grandeur, qui s'exprime en watt / Hz, donc en watt × seconde, c'est-à-dire en joule, est homogène à une énergie.

Température de bruit d'un amplificateur

Dans la **figure 10**, la source G, de température de bruit T_G, fournit à l'amplificateur A, lui-même fermé sur son impédance de charge Z, une puissance de signal et une puissance de bruit différentes de P_S et de P_B, s'il n'y a pas adaptation de puissance entre la source et le générateur (impédance d'entrée de ce dernier différente de R_G). Toutefois, en appelant « gain utile G_u » le gain en puissance de A dans ces conditions, et en supposant A dénué de bruit propre, on a :

$$P_1 = G_u \cdot P_S$$

$$P_2 = G_u \cdot P_B = G_u \cdot k \cdot T_G \cdot \Delta F$$

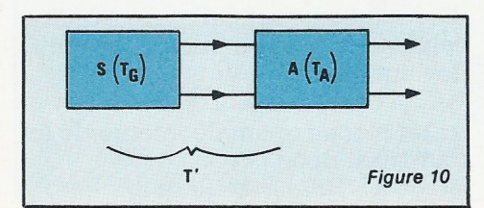


Figure 10

dans la bande de fréquence ΔF, et en désignant par P_1 et P_2 les puissances de signal et de bruit, en sortie de l'amplificateur. La dernière expression montre que la température de la nouvelle source constituée par la mise en série de G et de A, est :

$$T' = G_u \cdot T_G$$

Dans le cas réel, où l'amplificateur lui-même est bruyant, on a évidemment :

$$P_2 > G_u \cdot k \cdot R_G \cdot \Delta F$$

ce qui entraîne :

$$T' > G_u \cdot T_F$$

On définit alors la température de bruit T_A de l'amplificateur par la relation :

$$T' = G_u\,(T_G + T_A)$$

Ceci montre que le cas de l'amplificateur réel, peut se ramener à celui d'un amplificateur parfait (sans bruit), attaqué par une source de température $T_G + T_A$. Cette température de bruit, donc celle de l'amplificateur, **dépendent donc de la résistance interne de la source.**

Facteur de bruit

Si un système est constitué par la mise en cascade d'une source de température $T_0 = 300°$ K (température ambiante), et d'un amplificateur de température T_A, on appelle « facteur de bruit » de l'amplificateur, la quantité :

$$F = 1 + T_A / T_0$$

F se définit souvent en unités logarithmiques (dB) :

$$F = 10 \log (1 + T_A / T_0)$$

La notion de facteur de bruit est très utilisée pour caractériser les semi-conducteurs.

Rapport signal / bruit

Soit M un point d'une chaine de traitement du signal où, en régime permanent, la tension v(t), fonction du temps, englobe :

- une tension efficace de signal, V_S.
- une tension efficace de bruit V_B, à l'intérieur de la bande de fréquence ΔF nécessaire à la transmission du signal.

On peut, dans les conditions de travail données, définir un rapport signal / bruit S / B **vrai** :

$$\frac{S}{B} = \left(\frac{V_S}{V_B}\right)^2$$

En général, on l'exprime en unités logarithmiques, c'est-à-dire en dB :

$$S/B = 20 \log (V_S / V_B)$$

Dans la pratique, l'amplitude du signal que peut délivrer un amplificateur est toujours limitée, ce qui impose une valeur maximale au rapport S/ N. On l'appelle le rapport signal / bruit **nominal** :

$$\left(\frac{S}{B}\right)_{nom} = 20 \log \frac{V_{Smax}}{V_B}$$

Sources équivalentes de bruit d'un amplificateur

Un amplificateur A, d'impédance d'entrée R_E (seule la composante résistive intervient pour le bruit), est attaqué par un générateur G de résistance interne R_G. On se propose de trouver la configuration d'un quadripôle représentant le bruit de l'amplificateur.

On a vu plus haut que ni la température de bruit, ni le facteur de bruit, ne caractérisent l'amplificateur, puisqu'ils dépendent, en particulier, de la résistance interne du générateur. Mais il est facile de constater que, si on ferme l'entrée d'un amplificateur par une résistance R, sans appliquer aucun signal, le niveau de bruit, à la sortie, augmente avec R.

Lorsque R est petite (petite vis-à-vis de R_E), le bruit est voisin de son minimum. Il devient voisin de son maximum, obtenu pour R_∞, lorsque R est grande devant R_E. On peut donc conclure à l'existence de deux sources de bruit indépendantes l'une de l'autre :

- une f.e.m., qui ne dépend pas de l'impédance fermant l'entrée ;
- une source de courant, injecté dans cette même impédqnce.

Ceci conduit tout naturellement au modèle de la **figure 11**, où ces sources sont respectivement référencées E_B et I_B, valeurs éfficaces de la f.e.m. et du courant. En appliquant la loi d'Ohm à la source de courant I_B qui débite dans R_E et R_G en parallèle, et en tenant compte de ce que les valeurs efficaces s'additionnent quadratiquement, on peut calculer la valeur efficace V_B de la tension de bruit à l'entrée de l'amplificateur :

$$V_B = \sqrt{E_B^2 + I_B^2 \left(\frac{R_E R_G}{R_E + R_G}\right)}$$

Le modèle de la **figure 11** n'est pas facile à exploiter pratiquement, car les calculs de I_N et E_N ne sont pas simples. On peut le remplacer par le schéma équivalent de la **figure 12**,

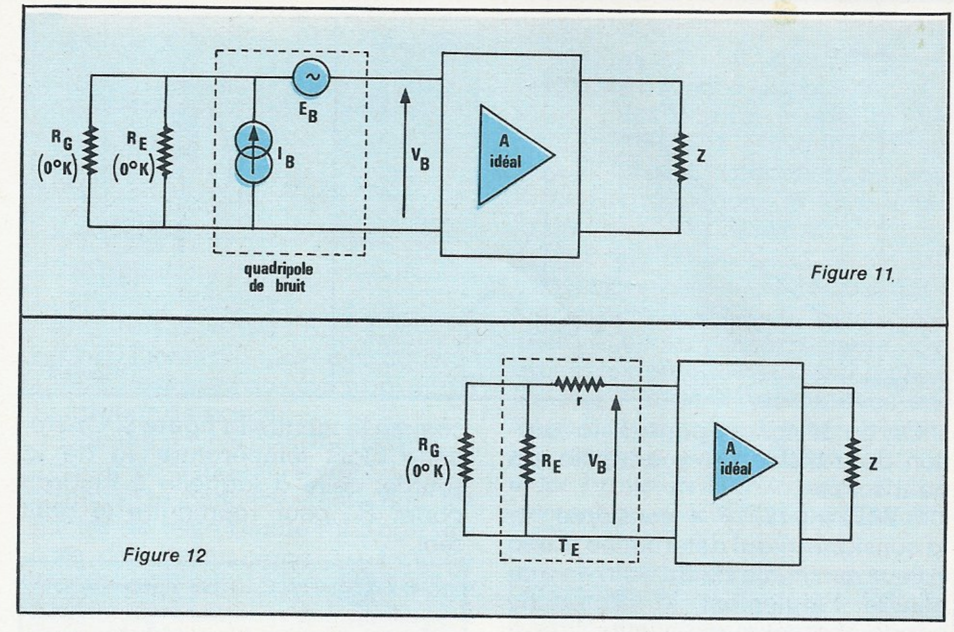


Figure 11.

Figure 12

qui tient compte directement des effets thermiques équivalents. On y trouve :

- la résistance d'entrée R_E de l'amplificateur, mais portée maintenant à la température T_E,dite « température d'entrée » de l'amplificateur.
- la résistance r, elle aussi portée à T_E, et qui restitue la f.e.m de bruit E_B, dans la bande de fréquence ΔF.

Les deux modèles conduisent au même bruit si on respecte les relations :

$$I_N^2 = (4 k T_E \cdot \Delta F) / R_E$$

et :

$$E_N^2 = 4 k T_E r \Delta F$$

En appelant α le facteur d'adaptation du générateur à l'amplificateur, avec :

$$\alpha = R_G / R_E$$

et ε un paramètre caractéristique de l'amplificateur :

$$\varepsilon = r / R_E$$

un calcul que nous ne développerons pas, permet de relier les températures T_A et T_E. On trouve :

$$T_A / T_E = \alpha (1 + \varepsilon) + 2 \varepsilon + \varepsilon / \alpha$$

Cette fonction de α passe par un minimum qu'on calcule en annulant sa dérivée par rapport à α. On trouve alors la valeur optimale, qui donne à l'amplificateur sa température de bruit minimale :

$$\alpha_{opt.} = \sqrt{\varepsilon / (1 + \varepsilon)}$$

Dans le pratique, le bruit de sortie à entrée ouverte est toujours beaucoup plus élevé que le bruit à entrée en court-circuit, ce qui correspond à $\varepsilon << 1$, soit $r << R_E$. Le facteur d'adaptation optimal, c'est-à-dire celui qui donne le minimum de bruit, devient alors :

$$\alpha_{opt.} \cong \sqrt{\varepsilon}$$

La résistance optimale interne de la source est donc :

$$R_{G\ opt} = \sqrt{R_E \cdot r}$$

On voit donc que l'adaptation au minimum de bruit s'éloigne considérablement de l'adaptation en puissance, r étant toujours beaucoup plus petite que R_E. Pour un transistor basse fréquence courant, utilisé en entrée d'un amplificateur, on trouvera par exemple une résistance d'entrée R_E de l'ordre de quelques kΩ, et une résistance R_G optimale de l'ordre de la centaine d'ohms, dans la plage des fréquences audibles.

Conclusion

Dans un précédent article, l'élaboration et l'utilisation des réseaux équivalents nous ont conduit à établir, principalement, la condition d'adaptation pour un transfert maximal de puissance : c'est l'égalité de l'impédance de sortie du générateur, et de l'impédance de charge. Dans la pratique, on en tiendra le plus grand compte, par exemple, pour le choix du (ou des) haut-parleur branché à la sortie d'un amplificateur de puissance.

La deuxième partie de cette étude, consacrée au problème du bruit, se rapporte aux phénomènes intervenant à l'entrée de l'amplificateur, puisque ce qu'on y trouve est ensuite amplifié.

Elle montre que l'adaptation au minimum de bruit conduit, alors, au choix de faibles résistance de source. Elle fait intervenir aussi la plage des fréquences traitées, car le bruit, dans ses diverses manifestations, dépend souvent de la fréquence.

R. RATEAU

Récepteur de radiocommande à synthétiseur et double changement de fréquence

Dans notre dernier article sur la radiocommande, nous avons décrit la réalisation de têtes HF très performantes bâties sur le concept du UPMIXER, permettant un isolement excellent du VCO contre les différents rayonnements et perturbations électriques ou microphoniques qui nuisent à sa stabilité.

Ce montage permet en outre non seulement le réglage du quartz de mixage dans une plage de plusieurs kHz mais il s'accomode encore d'un quartz quelconque dont il fait ressortir avec facilité l'harmonique 3, que le quartz soit taillé en fondamental, en partiel 3 ou en partiel 5.

En appliquant le même concept au récepteur de radiocommande, on obtient des résultats tout à fait excellents : très grande sensibilité et sélectivité, amélioration radicale de la stabilité du VCO contre les vibrations de toutes sortes qui constituent l'environnement permanent d'un récepteur embarqué, enfin très grande souplesse de fonctionnement due à l'utilisation possible de quartz qui peuvent traîner dans les fonds de tiroir. C'est ce dernier point que nous allons commencer par développer en abordant le problème de la détermination des fréquences de mixage.



Détermination des fréquences de mixage

La **figure 1** rappelle le principe d'un récepteur à double changement de fréquence.

Au lieu d'effectuer un seul changement de fréquence pour avoir le battement 455 kHz (la fréquence image qui se trouve à 910 kHz n'est pas suffisament rejectée en raison du manque de sélectivité des étages d'entrée HF), on effectue d'abord un premier changement à la fréquence normalisée 10,7 MHz (la fréquence image à 21,4 MHz sera parfaitement rejectée jusqu'à des fréquences de réception de plus de 150 MHz ; puis on compose la fréquence F_1 = 10695 kHz du premier changement avec la fréquence F_2 = 10240 kHz de manière à obtenir comme plus haut le battement 455 kHz qui permettra avec les filtes appropriés d'atteindre une grande sélectivité et une démodulation FM correcte de la faible excursion de fréquence pratiquée à l'émission R/ C.

Nous avons adopté F_1 = 10695 et F_2 = 10240 car le synthétiseur utilise un quartz 10240 kHz dont nous envoyons le signal à une entrée de mixage du récepteur : d'une part cela simplifie la réalisation, d'autre part, il serait impossible de faire coexister un quartz donnant 10240 nécessaire au synthé et un quartz donnant 10245 pour le récepteur, le battement à 5 kHz qui en résulterait provoquerait un brouillage permanent. La seule précaution à prendre est d'utiliser en amont de l'entrée F_1 du MC 3357 un filtre céramique SFE 10,7 point rouge ou point bleu (calibrage légèrement inférieur à 10,7)

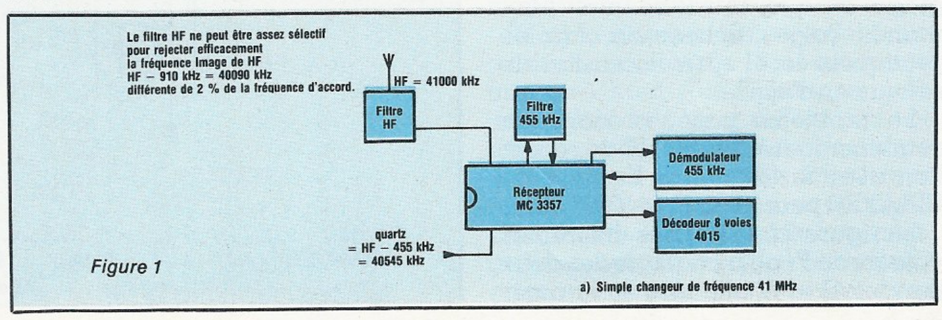
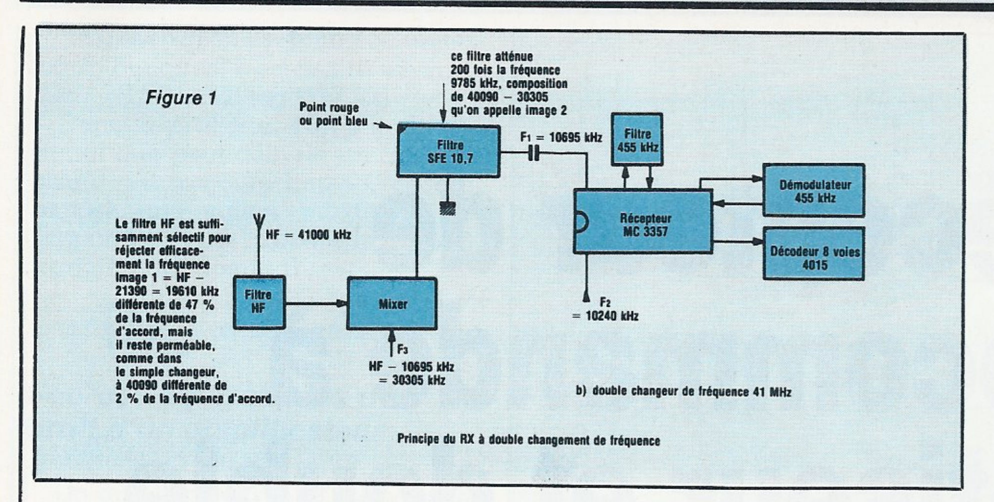


Figure 1



Principe du RX à double changement de fréquence

de manière à avoir la perte d'insertion du filtre la plus faible possible.

A cet égard, on sait que la sélectivité d'un RX à double changement de fréquence dépend de la sélectivité du premier changeur : il est donc judicieux d'utiliser un filtre céramique, aussi sélectif que le SFE 10,7 MS 3G de MURATA qui donne 3 décibels d'atténuation à 180 kHz et plus de 22 décibels à 910 kHz et rejecte donc parfaitement la deuxième image.

Nous pratiquons donc le mélange entre l'entrée HF du RX et la fréquence synthétisée du UPMIXER de manière à toujours tomber sur 10695 à l'entrée F_1 du 3357 ; nous avons définitivement écarté la solution « simple » qui consiste à effectuer la synthèse au niveau de F_2 : d'une part elle détruit la sélectivité en obligeant à avoir un filtre dont la largeur de bande est d'au moins 500 kHz en 72 MHz et 200 kHz en 41 MHz, d'autre part, cette solution simple limite la capacité du RX à recevoir sur une bande de fréquence plus large que la largeur de bande du dit filtre ; même avec deux pôts réglés au vobulateur pour avoir une double bosse, on ne dépasse pas les 500 kHz sans perte de performance. Au contraire, en pratiquant la synthèse sur F_1, on peut trafiquer sur plus de 1 MHz avec une grande sélectivité et sans perte appréciable de performance. Notre RX 41 MHz reçoit parfaitement de 41190 à 40200 et même au dela sans changer le moindre réglage. De quoi satisfaire aussi Allemands, Belges, Suisses etc... qui ne pratiquent le 41 qu'à l'occasion de séjours en France.

Le problème posé est donc de combiner la fréquence HF de réception avec la fréquence F_3 issue du UPMIXER pour avoir $F_1 = 10695$ kHz.

La **figure 2** fait état des différentes valeurs de F_3 pour chacune des deux bandes 41 et 72 allouées en France.

On voit que l'on a deux solutions pour obtenir 10695 à chaque fréquence HF d'émission : par exemple pour 41000 kHz, on peut faire HF – F_3 = 41000 – 30305 = 10695, ou bien on peut faire F_3 – HF = 51695 – 41000 = 10695. Pour les 40 fréquences de la bande, de 41000 à 41200, espacées de 5 kHz , F_3 ira de 30305 à 30505 en plage de mixage « bas » ou de 51695 à 51895 en plage de mixage « haut » ; Notons au passage que la plage de mixage « haut » inverse le sens du signal à la démodulation.

De même dans la bande 72, F_3 ira de 61305 à 61805 en plage de mixage « bas » et de 82695 à 83195 en plage de mixage « haut ».

Reste à obtenir F_3 en combinant dans le UPMIXER la fréquence du quartz QZ et la fréquence synthétisée donnée par le VCO.

On voit qu'un grand nombre de solutions existent, mais toutes ne conviennent pas : il faut se fixer un certain nombre de contraintes pour éviter d'avoir de l'intermodulation ou du brouillage entre les trois différents mélanges qui vont avoir lieu dans le SO42, dans le 3N211 et dans le MC 3357.

Contrainte n° 1

Le VCO doit pour sa stabilité travailler à fréquence relativement basse : nous avons vu pour la tête HF d'émission que 10 MHz était bon ; si on conserve les données de bobinage de notre pôt VCO, celui-ci, pourra, suivant le réglage de son noyau, fonctionner de 8 à 15 MHz (on ne dépasse pas cette valeur car sous 4 volts le synthétiseur MC 145151 a un verrouillage de boucle plus instable à partir de 15 MHz, bien qu'il fonctionne correctement jusqu'à 18 MHz).

Pour des raisons d'interférences, le VCO ne doit fonctionner ni à 10240 ni à 10695 kHz et par prudence nous restons toujours à plus de 15 kHz de ces deux fréquences. Comme nous voulons que le RX, reçoive sans « trou » d'exploitation sur une bande de 1 MHz de largeur, nous éliminons la plage comprise entre 10240 et 10695 où il n'y a que 425 kHz de largeur de bande disponible sans risque d'interférences.

Toutes ces considérations amènent donc à déterminer pour le VCO deux plages de fonctionnement : une de 8000 à 10225 kHz, l'autre de 10710 à 15000 kHz.

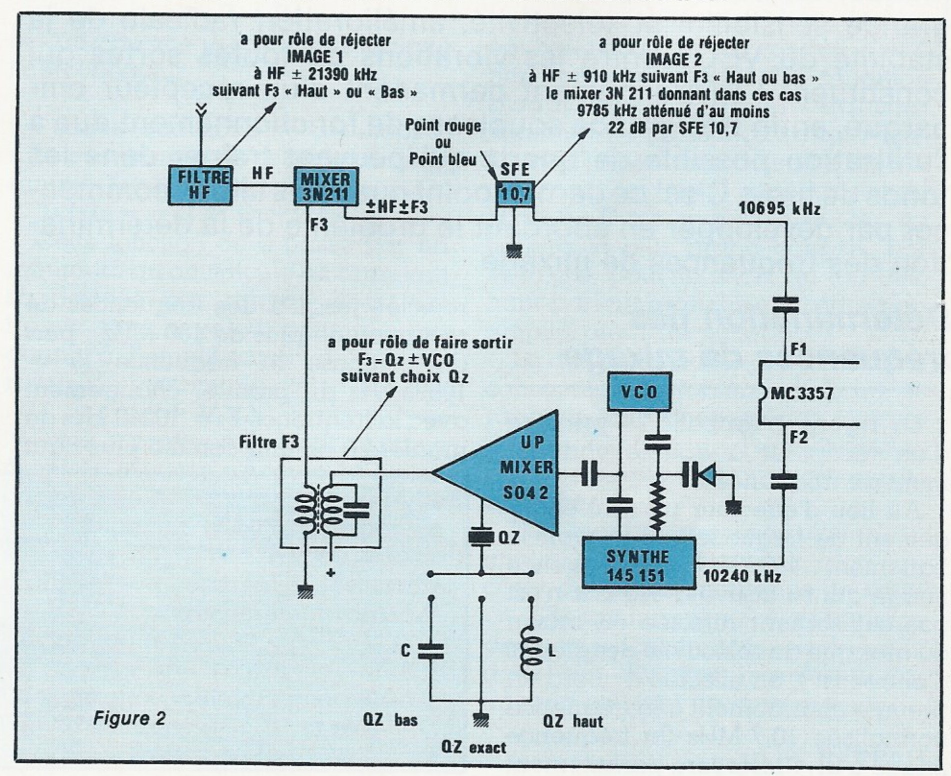


Figure 2

Contrainte n° 2

Pour éviter les interférences nous nous arrangeons, pour que le quartz QZ du UPMIXER ne soit pas sur un harmonique des deux fréquences 10240 ou 10695. Comme pour la contrainte n° 1, nous nous tenons à plus de 15 kHz de ces harmoniques qui sont :

— 20480, 30720, 40960, 51200, 61440, 71680, 81920 (+ ou − 15 kHz) pour 10240

— 21390, 32085, 42780, 53475, 64170, 74865, 85560 (+ ou − 15 kHz) pour 10695

Contrainte n° 3

Le quartz QZ du UPMIXER doit avoir une fréquence nettement différente de la fréquence de réception : pour n'avoir aucun ennui par recoupement de bande, nous nous tenons à 1 MHz (bande de réception) + 455 + 15 kHz de la bande à recevoir :

en 41 cela donne
QZ < 38730 ou QZ > 42670
en 72 cela donne
QZ < 70030 ou QZ > 73970

A ces contraintes de bon fonctionnement, il faut ajouter une contrainte concernant la programmation que nous verrons plus loin.

Pour faciliter le travail du lecteur, nous allons maintenant effectuer le calcul des fréquences que l'on peut donner au UPMIXER dans le cas concret d'un récepteur 41 MHz.

Détermination de QZ pour un RX 41 MHz

Cas n° 1

F_3 obtenue en mixage « bas »

Si nous voulons un fonctionnement de 40200 à 41200 kHz, il faut que F_3 soit comprise entre 29505 et 30505 : comme pour tous les mélanges, deux relations sont possibles :

a) si l'on choisit la relation
QZ + VCO = F_3
— avec 8000 < VCO < 10225,
il faut que 20280 < QZ < 21505
plage A
— avec 10710 < VCO < 15000,
il faut que 15505 < QZ < 18795
plage B

b) si l'on choisit la relation
QZ − VCO = F_3
— avec 8000 < VCO < 10225,
il faut que 38505 < QZ < 39730
plage C
— avec 10710 < VCO < 15000,
il faut que 41215 < QZ < 44505
plage D

Cas n° 2

F_3 obtenue en mixage « haut »

Pour un fonctionnement de 40200 à 41200, F_3 doit maintenant aller de 50895 à 51895 :

a) si l'on choisit la relation
QZ + VCO = F_3
— avec 8000 < VCO < 10225,
il faut que 41670 < QZ < 42895
plage E
— avec 10710 < VCO < 15000,
il faut que 36895 < QZ < 40185
plage F

b) si l'on choisit la relation
QZ − VCO = F_3
— avec 8000 < VCO < 10225,
il faut que 59895 < QZ < 61120
plage G
— avec 10710 < VCO < 15000,
il faut que 62605 < QZ <65895
plage H

soit 8 plages issues de l'application de la contrainte N° 1

L'application de la contrainte N° 2 ne joue pas sur les plages B, C, F, G, mais elle partage :

— A en 3 : 20280 < A1 < 20465,
20495 < A2 < 21375,
21405 < A3 < 21505
— D en 2 : 41215 < D1 < 42765,
42795 < D2 < 44505
— E en 2 : 41 670 < E1 < 42765,
42795 < E2 < 42895
— H en 2 : 62605 < H1 < 64155,
64185 < H2 < 65895

L'application de la contrainte n° 3 conduit à une élimination importante de tous les QZ de 38730 à 42670.

Enfin, il faut signaler la difficulté technique pour fabriquer un QZ partiel 3 résonnant au dessus de 63 MHz (quartz cher et surtout fragile).

Il vient donc :
— 20280 < A1 < 20465,
20495 < A2 < 21375,
21405 < A3 < 21505
→ 233 QZ possibles.
— 15505 < B < 18795 → 658 QZ
— 38505 < C < 38730 → 45 QZ
— 42670 < D1 < 42765,
42795 < D2 < 44505
→ 361 QZ
— 42670 < E1 < 42765,
42795 < E2 < 42895
= idem D
→ 0 QZ
— 36895 < F < 38730
→ 322 QZ de PLUS que C
— 59895 < G < 61120 → 245 QZ
— 62605 < H < 63000 → 79QZ
soit 1943 possibilités pour QZ

(QZ désignant ici la fréquence obtenue par le quartz, il y a bien plus de 1943 quartz possibles puisque l'on aboutit à la même fréquence avec des quartz différents taillés en fondamentale, en partiel 3, ou en partiel 5)

Quelques exemples

L'auteur a fait de nombreux essais dans ces différents domaines ; trois exemples typiques sont donnés :

A) avec un quartz taillé en fondamental 12345 kHz, on obtient QZ= 37035 kHz pour réaliser un RX de 1 MHz de bande de 40200 à 41200, fonctionnant dans la plage F, mixage « haut », donc avec un VCO allant de 13860 à 14860.

Le pas de synthèse étant de 5 kHz (quartz du synthé à 10240 et broche 6 du 145151 à la masse), le nombre N, fixant les diviseurs du synthé, ira de 2772 à 2972. Au passage de 2816 à 2815 (= 2048 + 512 + 255) il faudrait pouvoir manipuler le diviseur par 256 (broche 19 du 145151) qui justement ne dispose pas de commutateur : on sera limité à 40420 en fréquence basse du RX.

Le QUARTZ 12345 kHz n'est donc pas spécialement bien choisi si 'lon veut effectivement descendre jusqu'à 40200 kHz.

A cet égard, pour l'utilisation de certains quartz, il ne faut pas oublier le diviseur par 856 situé à la broche 21 du 1145151 : il s'agit d'un diviseur d'offset utilisé normalement dans un combiné émetteur-récepteur du type C.B. : avec un pas de 12,5 kHz le diviseur 856 donne 10,7 MHz ; on passe donc de la fonction émission à la fonction réception en appuyant sur le bouton du micro qui par un relais met à la masse la broche 21. Contrairement aux autres diviseurs, on obtient la division par 856 en mettant la broche à la masse au lieu de la laisser en l'air. Pour ce qui nous concerne, le diviseur 856 n'améliore pas les choses puisque, avec le quartz 12345, il ne permet pas de descendre en dessous de 40860 sans manipuler le diviseur par 256.

Mais la raison principale qui nous a fait abandonner le 12345 est que le mixage « haut » de F_3 inverse le signal démodulé ce qui n'est pas cohérent avec le codeur de notre émetteur qui délivre des impulsions négatives attaquant la varicap de modulation. En d'autres termes, avec un codeur négatif, il vaut mieux employer le mixage « bas » et avec

un codeur positif il vaut mieux employer le mixage « haut » ; il n'y aura ainsi aucune modification à faire à notre récepteur, pas de transistor inverseur à ajouter etc...

B) avec un quartz 20875 kHz partiel 3, nous avons pu fonctionner sans problème dans la plage A2 ; mais là encore, lorsque le VCO atteint 8960 kHz, soit un nombre N = 1792 = 1024 + 512 + 256, on est gêné par le diviseur 256 et la fréquence basse est limitée à 40530 et là encore le diviseur 856 n'améliore pas les choses.

C) pour l'originalité, nous avons gardé un RX fonctionnant parfaitement avec un quartz 72160 taillé en partiel 5 récupéré sur un vieil émetteur AM.

Ce quartz donnant avec le montage SO42 un QZ = 43294 kHz, nous avons relevé la fréquence par une capa de 68 pF en série entre le quartz et la masse pour atteindre 43295 kHz. Cela donne un récepteur de la plage D2 dont le VCO travaille entre 13790 et 12790 kHz (la fréquence du VCO décroissant à mesure que la fréquence de réception croit) : le nombre N est compris entre 2758 et 2558 (= 2048 + 510) ; en dessous de 2560 (= 2048 + 512) il faudrait cette fois manipuler les diviseurs 512 et 256. Notre RX a donc une limite haute à 41190 kHz mais il descend allégrement en dessous de 40000 kHz où il fonctionne fort bien sans retoucher les réglages, moyennant une légère perte de sensibilité.

Ainsi, pour couvrir toute la bande de 40200 à 41200, il suffira au lecteur d'utiliser un quartz partiel 5 compris entre 72180 et 72500 d'un vieil émetteur AM, dont il règlera la résonnance sur un multiple de 5 kHz.

On voit que dans les trois cas cités ci-dessus, le diviseur 256 pose problème dès que l'on veut couvrir une large bande. A la contrainte n° 1 concernant le brouillage du VCO il aurait fallut ajouter une contrainte de manipulation du VCO, imposée par la logique binaire des diviseurs du 145151.

Contrainte de manipulation

Nous ne détaillons cette contrainte que pour l'amateur qui désire absolument avoir une bande continue de réception étalée sur 1 MHz ou plus (limite = 1275 kHz sans manipulation du diviseur 256), car cela conduit à une restriction importante du nombre de QZ possibles.

Celui qui se contente de 200 kHz de bande n'a pas besoin d'en tenir compte et peut utiliser toutes les plages déjà citées sans problème.

Si l'on veut que le diviseur 256 soit « gelé » à la masse ou en l'air, il faut que la bande de 1 MHz dans laquelle le VCO va fonctionner soit centrée dans les limites de la plage 255 × 5 kHz = 1275 kHz correspondant aux possibilités d'utilisation des diviseurs du 145151.

On a les solutions suivantes :

1) diviseur 1024 + 512
= 1536 et + 255
= 1791 donc 7680 < VCO < 8955
2) diviseurs 1024 + 512 + 256
= 1792 et + 255
= 2047 donc
8960 < VCO < 10235
3) diviseurs 1024 + 856
= 1880 et + 255
= 2135 donc
9400 < VCO < 10675
4) diviseurs 1024 + 856 + 256
= 2136 et + 255
= 2391 donc
10680 < VCO < 11955
5) diviseurs 1024 + 856 + 512
= 2392 et 255
= 2647 donc
11960 < VCO < 13235
6) diviseurs 1024 + 856 + 512 + 256
= 2648 et + 255
= 2903 donc
13240 < VCO < 14515
7) diviseurs 2048 + 256
= 2304 et + 255
= 2559 donc
11520 < VCO < 12795
8) diviseurs 2048 + 512
= 2560 et + 255
= 2815 donc
12800 < VCO < 14075
9) diviseurs 2048 + 512 + 256
= 2816 et + 255
= 3071 donc
14080 < VCO < 15355

Il faut exclure la solution 1, VCO trop bas, on réduit à 10225 la fréquence haute de la solution 2 en application de la contrainte n° 1 qui élimine également toute la solution 3, on remonte à 18710 la fréquence basse de la solution 4 et on élimine la solution 9, VCO trop haut.

Avec les 6 solutions restantes il faut refaire toutes les plages de QZ et leur appliquer les contraintes 2 et 3.

Par exemple avec la solution 2 on a 8960 < VCO < 10225
— soit 20280 < QZ < 20545
d'où 20280 < A1 < 20465
20495 < A2 < 20545, A3 supprimé
— soit 39465 < QZ < 39730
d'où 39465 < C < 39730
— soit 41670 < QZ < 41935
d'où E supprimé (contrainte n° 3)
— soit 60855 < QZ < 61120
d'où 60855 < G < 61120

ce qui laisse encore 106 QZ possibles pour F_3 mixage « bas »
53 QZ possibles pour F_3 mixage « haut ».

Nous laissons au lecteur le soin d'opérer les calculs pour les 5 autres solutions et il trouvera qu'il y a près de 600 possibilités en mixage « bas » et presque autant pour le mixage « haut ».

Nous sommes conscients que les calculs qui viennent d'être montrés sont fastidieux et indigestes mais il nous fallait démontrer la souplesse d'emploi du UPMIXER qui subsiste malgré les contraintes sévères que nous avons imposé au RX pour obtenir une certitude de fonctionnement parfait dans une bande particulièrement large. Nos calculs ont aussi l'avantage de permettre au lecteur :
— soit de faire le bon choix de QZ
— soit de prendre, un quartz quelconque et en appliquant les règles fixées de déterminer avec précision les « trous » d'exploitation dans lesquels il ne devra pas faire fonctionner son RX. C'est ce qu'a fait l'auteur pour la réalisation de son RX 72 que nous allons maintenant aborder.

Détermination de QZ pour un RX 72 MHz

Toutes les contraintes sont les mêmes, y compris la contrainte de manipulation si on désire couvrir 1 MHz de bande par exemple de 71500 à 72500.

Néanmoins F_3 étant à une fréquence plus élevée, les possibilités en QZ vont être plus limitées :

Cas n° 1

En mixage « bas », F_3 doit être compris entre 60805 et 61805.

a) Avec la relation **QZ + VCO = F_3**
— solution 2, 8960 < VCO < 10225
il faut 51580 < QZ < 51845
— solution 4, 10710 < VCO < 11955
il faut 49850 < QZ < 50095
— solution 5, 11960 < VCO < 13235
il faut 48600 < QZ < 48845
— solution 6, 13240 < VCO < 14515
il faut 47290 < QZ < 47565
— solution 7, 11520 < VCO < 12795
il faut 49010 < QZ < 49285
— solution 8, 12800 < VCO < 14075
il faut 47730 < QZ < 48005

b) avec la relation QZ − VCO = F_3

Cas n° 2

Tous les QZ vont dépasser 63 MHz, il faut éliminer la relation en mixage

« haut », F_3 devrait être comprise entre 82195 et 83195.

On dépassera toujours 63 MHz et il faudra éliminer le cas.

L'amateur qui possède un émetteur 72 à codeur positif ne pourra inverser son signal démodulé en jouant sur le mixage « haut » et devra adopter une modification que nous verrons plus loin.

Il faut cependant noter que la limitation à 63 MHz provient de deux sujetions simultanées :

— Le SO42 a un oscillateur qui fait remarquablement bien ressortir l'harmonique 3, ce dont nous avons largement profité ; en revanche, l'auteur n'a pas trouvé de bonne solution pour faire sortir un harmonique 5, qui permettrait à QZ de grimper à plus de 80 MHz. Il serait également possible de faire un oscillateur séparé envoyant un QZ supérieur à 63 MHz au SO42, mais cela serait bien encombrant.

— La difficulté technique à fabriquer un quartz partiel 3 supérieur à 63 MHz et la fragilité d'un tel quartz.

Le RX 72 de l'auteur fonctionne un quartz de récupération partiel 3 ayant la fréquence 50366,66 gravée sur le boîtier (COPELEC a fabriqué ce quartz) ; avec le montage SO42 il donne une résonnance à 50369 kHz lorsque sa patte froide est directement à la masse; on l'amène à 50370 kHz en insérant une capa de 56 pF en série entre la patte froide et la masse. Si l'on n'avait pas remonté la fréquence jusqu'à un multiple de 5 kHz, l'erreur de 1000 Hz aurait rendue impossible l'utilisation du filtre céramique CFW 455 assurant l'excellente sélectivité du RX, la sensibilité étant affectée de manière considérable par une telle erreur.

A noter que le quartz de l'auteur n'étant pas dans la plage QZ préconisée par la solution 4, il a du condamner le fonctionnement du RX de 71745 à 71775 (VCO aux environs de 10695) où une légère perturbation se manifestait dans la pureté du signal démodulé. Un tel « trou » d'exploitation qui ne concerne que 7 fréquences sur les 200 existant entre 71500 et 72500 n'est guère gênant lorsqu'il est en dessous de la bande autorisée et ne justifie donc pas l'achat d'un quartz mieux adapté. Le problème est ici différent du RX 41 avec lequel nous voulions recevoir toute la bande 40 MHz des pays voisins, alors que le 71 MHz n'est utilisé qu'aux Etats-Unis, où l'on utilise également la bande 72 jusqu'à près de 73 MHz : dans ce dernier cas le QZ 50370 est tout à fait adapté : il suffit de mettre en œuvre les diviseurs 856 + 1024 + 256 pour décaler le VCO avec $2187 < N < 2387$.

Description du récepteur

La **figure 3** donne le schéma du RX pour 41 et 72 : presque tous les composants sont communs aux deux versions et le circuit imprimé sur lequel ils seront montés a le même dessin.

On reconnait l'excellente entrée HF de Mr. THOBOIS mise en œuvre pour le TF 76 et bâtie autour d'un BF200 ; toutefois TR_2 a dû être modifié pour une meilleur adaptation au transistor FET double gate T_2 qui a besoin d'un signal énergique. A dire vrai, nous avons adopté cette entrée HF par ce qu'elle marche fort bien et que nous ne voulions pas chercher midi à 14 heures, mais elle est un peu luxueuse : conçue pour un RX à simple changement de fréquence, l'ampli HF BF 200 et les deux pôts assuraient une réjection satisfaisante de la fréquence image. Avec notre double changeur dans lequel nous obtenons une réjection bien meilleure de la même image avec une atténuation de l'ordre de 22 décibels, nous aurions pu nous dispenser de la présence d'un des deux pôts de sélectivité HF, un seul suffisant largement à rejecter la première image à 21390 kHz de la fréquence reçue. En revanche, il eût été souhaitable d'avoir un ampli HF ayant sous 4 volts un gain meilleur que le BF200 pour augmenter encore la sensibilité et attaquer avec plus de vigueur le 3N211 sans ajouter de spires au secondaire du pôt TR_2 et sans avoir de phénomènes d'intermodulation qui sur ce RX sont particulièrement réduits.

On reconnaît également la régulation 4 volts mise au point par le même auteur avec un régulateur réglable du type MA 431, évitant d'avoir recours au convertisseur de tension de nos premiers RX. Nous n'avons pas là encore trop approfondi le sujet : mais il est probable qu'en utilisant une alimentation 6 volts au lieu de 4,8 volts, comme le font certains constructeurs, pour avoir plus de puissance disponible aux servos, on pourrait avoir une régulation parfaite vers 4,8 volt et améliorer la sensibilité du RX.

La conception du UPMIXER n'a pas changé par rapport à celle que nous avons mise au point pour les têtes HF d'émission. Comme un récepteur rayonne peu, nous avons utilisé la liaison par capa de 2,2 pF entre VCO et SO42, qui est ici la version SO42 E métallique moins encombrante que la version plastique SO42 P. Pour stabiliser le VCO et piéger les résidus de verrouillage, nous avons placé C_{22} de 22 pF dans le drain du VCO qui est absolument identique à celui des têtes HF, y compris pour le pôt TR_4 que l'on bobinera exactement de la même façon (se reporter au schéma ad hoc de notre dernier article).

Le filtre passe-bas de boucle est passif et est resté le même que celui mis au point (R.P. Mai 1983) pour notre RX 72 à convertisseur de tension. Notons au passage qu'il suffit d'une bonne pompe à dessouder pour démonter cet ancien RX et transférer sur le nouveau circuit imprimé la plus grande partie des composants qui sont restés les mêmes : ce qu'a fait l'auteur pour conduire ses essais. Précisons aussi que le nouveau RX a suffisement gagné en performances et insensibilité aux vibrations pour justifier un tel démontage.

Dans les deux bandes 41 et 72, le UPMIXER est le même, y compris les résistances R_{21} et R_{22} qui augmentent la transconductance du SO42. Evidemment, le quartz est différent, de même que la capacité d'accord C_{33} faisant ressortir F_3 du pôt TR_3.

Les deux gates de T_2 sont alimentées par la HF et par F_3 ; à la sortie drain de T_2 on obtient $F_1 = 10695$, filtrée par le très sélectif SFE 10,7 MS3G point rouge ou à la rigueur point bleu.

Le MC 3357 que nous connaissons déjà reçoit 10695 et 10240 par C_6 et C_7 de 100 pF. Pour le filtrage 455 kHz nous conservons sensiblement le même schéma qui garantit avec un pôt MF de 455 kHz à noyau NOIR associé à un filtre céramique MURATA CFW 455 IT ou HT une grande sélectivité : à son entrée, l'adaptation d'impédance se fait par une 4,7 kΩ à la masse.

Pour la démodulation, MURATA a eu l'obligeance de mettre à notre disposition un discriminateur spécialement construit pour le 3357, le CDB 455 C7, ce qui donne des résultats de démodulation bien meilleurs qu'avec le pôt MF à noyau NOIR que l'on utilise habituellement, il n'y a plus aucune influence due aux variations de température et il n'y a plus aucun réglage à effectuer. En revanche, comme le calage du CDB 455 est précis, il mporte d'obtenir exactement 455 kHz mesuré à l'entrée du filtre CFW, ce qui implique

un réglage précis du quartz 10240 du 145151 et du QZ du UPMIXER, nous y reviendrons. Le CDB 455 C7 est distribué par FRANELEC à PALAISEAU. Mais si vous avez des difficultés d'approvisionnement vous pouvez mettre à sa place le pôt MF NOIR classique : nous avons sur le circuit imprimé prévu l'emplacement pour les deux versions.

Avec le CDB 455 qui ne se règle pas, il n'est plus possible d'obtenir le « bon » réglage du RX atténuant les effets de l'onde porteuse sinusoïdale dont nous avons parlé dans notre dernier article. L'amplitude même faible de cette onde est vue par les servos et se traduit par un léger grognement de leur moteur. Le « bon » réglage est en fait un déréglage qui consiste à décaler légèrement par rapport à 455 kHz l'accord du pôt MF NOIR de manière à faire disparaitre la sinusoïde, inutile sans diminuer de manière significative l'amplitude du signal utile. La sinusoïde et le signal démodulé étant centrés sur la porteuse mais ayant des amplitudes très différentes, le léger décalage va les atténuer de la même façon; il ne restera presque plus rien de la sinusoïde alors que le signal utile restera plus que suffisant pour animer le décodeur qui ne verra plus rien ; les servos ne grogneront plus.

On ne peut avec le CDB 455 utiliser ce réglage qui affecte quelque peu la sensibilité du RX, il faut éliminer le mieux possible la démodulation porteuse synthétisée à l'aide d'un filtre. Nous avons utilisé un filtre actif utilisant l'ampli opérationnel inverseur situé aux broches 10 et 11 du MC 3357, ce filtre mange une partie de la démodulation de porteuse et permet de supprimer le transistor inverseur qui était nécessaire pour attaquer le décodeur 4015.

Si l'on se réfère au paragraphe où nous avons montré l'impossibilité en 72 MHz de choisir un quartz partiel 3 pour effectuer le mixage « haut » et inverser le signal démodulé, le lecteur qui possède un émetteur dont le codeur donne des impulsions positives devra supprimer le filtre, mettre un pôt MF NOIR à la place du CDB 455 et pratiquer le « bon » réglage mentionné plus haut.

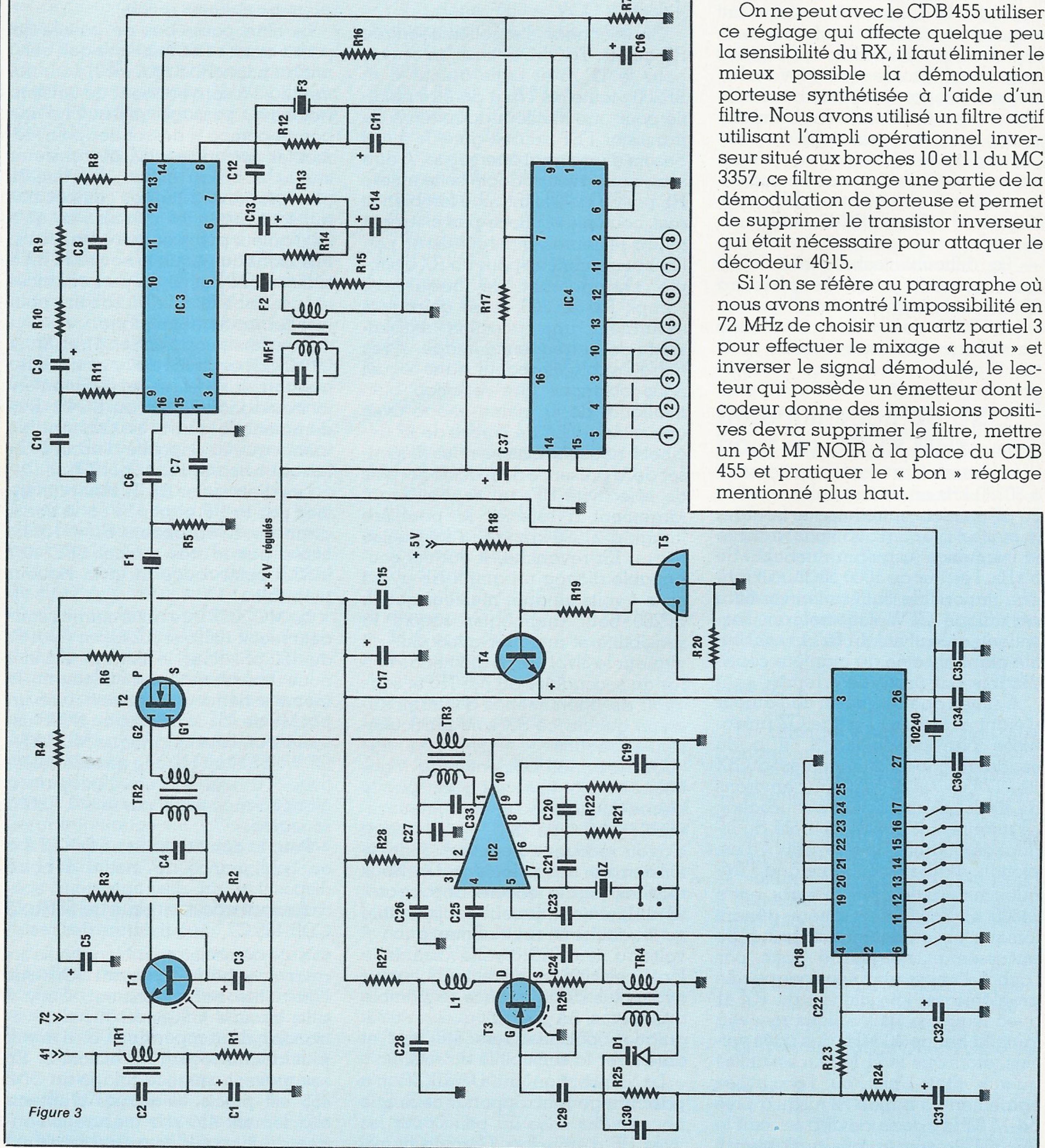


Figure 3

Réalisation pratique

La **figure 4** donne le circuit imprimé et l'implantation des composants.

Il s'agit de circuit epoxy double face de 15/10e d'épaisseur avec plan de masse dont on prendra soin de chanfreiner avec un foret de 3 tous les trous chauds côté plan de masse où sont placés les composants.

On remarque les microcommutateurs KTD04 qui seront soudés en dernier du côté opposé aux autres composants et au plus près du circuit de manière à ce que leur épaisseur permette d'affleurer la surface du boîtier RX dans laquelle on pratique une fenêtre rectangulaire (photo). Ainsi, sans ouvrir le boîtier on aura sous les yeux le tableau d'affichage des fréquences et les commutateurs correspondants. Les pattes froides des deux KTDO4 traversent le circuit alors que les pattes chaudes sont coupées assez ras pour être soudées sur les plots des broches 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18 qui commandent les diviseurs 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 du 145151 ; une couche de mousse faisant la même épaisseur que les KTDO4 sera placée dans le fond du boîtier pour ajuster l'affleurement des commutateurs (boîtier en plastique ABS découpé et dont le fond et les côtés sont collés, couvercle à glissière dont deux côtés sont biseautés pour se loger dans deux rainures des parois internes).

Les autres diviseurs du 145151 sont sur le dessin du circuit reliés par des languettes à la masse, le réalisateur effectuera les coupures nécessaires en fontion de QZ et de la plage de fonctionnement VCO choisie. A titre indicatif, nous donnons en **figure 5** les tableaux indicateurs des RX 41 et 72 que nous utilisons. Pour le 41 le QZ donne 43295 avec un quartz 72160, pour le 72, le QZ est 50370 kHz ; pour le 41, seuls les diviseurs 2048 et 512 sont actifs en permanence, donc les broches 25, 21 et 20 sont découpées ; pour le 72 seul le diviseur 2048 est actif, donc les languettes des broches 25 et 21 sont coupées de la masse. A moins que le lecteur n'em-

Tableau 72 MHz QZ = 50370 kHz

Technique :
— mixage « Bas »
— Relation QZ + VCO = F3
— Solution batarde
— « Trou » de 71745 à 71775 et < 71320

	000° = – 640 kHz 000I = + 5 kHz (72510)					72 MHz → 71 MHz		
	111¹	011¹	101¹	001¹	110¹	010¹	100¹	000¹
0 0 0 0	505	425	345	265	185	105	025	945
0 0 1 0	515	435	355	275	195	115	035	955
0 1 0 0	525	445	365	285	205	125	045	965
0 1 1 0	535	455	375	295	215	135	055	975
1 0 0 0	545	465	385	305	225	145	065	985
1 0 1 0	555	475	395	315	235	155	075	995
1 1 0 0	565	485	405	325	245	165	085	005
1 1 1 0	575	495	415	335	255	175	095	015

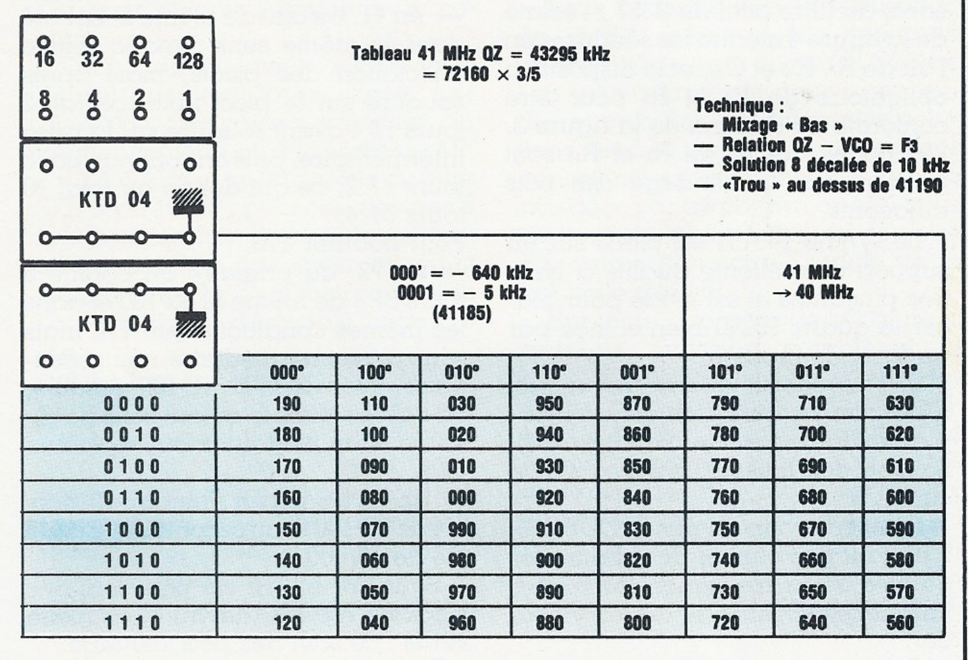


Tableau 41 MHz QZ = 43295 kHz
= 72160 × 3/5

Technique :
— Mixage « Bas »
— Relation QZ – VCO = F3
— Solution 8 décalée de 10 kHz
— «Trou » au dessus de 41190

	000' = – 640 kHz 0001 = – 5 kHz (41185)					41 MHz → 40 MHz		
	000°	100°	010°	110°	001°	101°	011°	111°
0 0 0 0	190	110	030	950	870	790	710	630
0 0 1 0	180	100	020	940	860	780	700	620
0 1 0 0	170	090	010	930	850	770	690	610
0 1 1 0	160	080	000	920	840	760	680	600
1 0 0 0	150	070	990	910	830	750	670	590
1 0 1 0	140	060	980	900	820	740	660	580
1 1 0 0	130	050	970	890	810	730	650	570
1 1 1 0	120	040	960	880	800	720	640	560

Figure 5 - Tableaux indicateurs (collé au dos du boîtier plastique ABS)

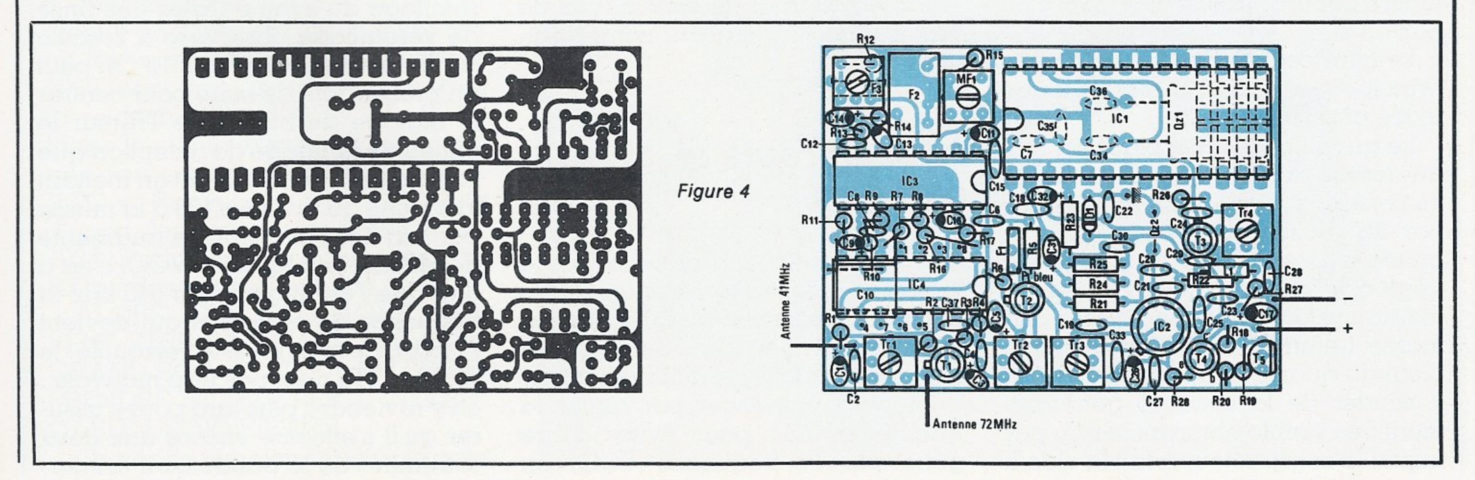


Figure 4

ploie les mêmes quartz, il sera obligé d'adapter ces tableaux (conçus pour pouvoir programmer facilement sur une bande de 1275 kHz tout en occupant une surface réduite laissée sur le fond du boîtier où le tableau est collé et recouvert d'adhésif transparent). On peut remarquer que pour une même disposition des commutateurs, les fréquences vont croissant ou décroissant si l'on regarde leur ordre lu de haut en bas : cela provient de ce que la relation QZ + VCO est utilisée en 72, alors qu'en 41 c'est la relation QZ − VCO qui est employée. L'auteur reste à la disposition du lecteur pour l'aider sur sa demande à résoudre tout problème d'adaptation de QZ.

L'implantation des composants est dense, mais elle n'offre pas de difficulté particulière, sauf pour les soudures en l'air de certains composants du filtre actif du 3357 ; l'éclaté de la **figure 4** montre les soudures en l'air de R_7, R_{10} et C_{10}, et la disposition obligatoire de R_8 et R_9 pour être conforme au schéma de la **figure 3**. Les pattes froides de R_2 et R_{15} sont soudées sur le blindage des pôts adjacents.

Le synthé 145151 est placé sur un support d'excellente qualité à lyres très pinçantes et est évidé pour placer le quartz 10240 bien coincé par un tapis de mousse.

Si l'on choisit de mettre un pôt NOIR comme discriminateur, on implante directement le pôt sans modification des liaisons prévues sur le circuit.

Si au contraire on met le CDB 455, il ne faut pas oublier de rabattre les queues de la résistance R_{12} sur les languettes voisines et de les y souder.

Avant de souder IC_2, ne pas oublier de faire la liaison recto-verso par une chute de résistance; de même avant de souder IC_4, ne pas oublier de mettre sa broche 6 à la masse par une liaison recto-verso ou par un strap.

Le filtre céramique 10,7 SFE a en principe son point bleu ou rouge placé côté drain de T_2.

Le quartz de 'QZ est placé en l'air au-dessus des résistances et capas disposées à plat, et séparé d'elles par un coussin de mousse pour le protéger des chocs ; une sorte de trépied le maintient. Une chute de résistance lie le boîtier du quartz à la masse (attention à ne pas faire le plein du quartz en approchant le fer à souder de la soudure généralement très visible obturant le trou par lequel le constructeur à fait le vide à l'intérieur du boîtier du quartz). Une autre chute de résistance relie une patte du quartz à la broche 7 de IC_2, une troisième chute relie l'autre patte à la masse si la fréquence mesurée est un multiple exact de 5 kHz; elle est remplacée par une capa ou une petite self s'il faut régler QZ.

Pour bobiner le pôt TR_4, de 18 à 22 tours 1/4 au primaire et 4 tours 3/4 au secondaire on se reportera au dessin de notre précédent article.

Pour bobiner TR_1

— **en 72**, avec du fil émail-soie de 30 / 100ᵉ dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, on part du point froid du mandrin et on fait 1 tour 1/ 4 pour aboutir au picot lié à l'émetteur du BF 200, on soude et sans couper le fil on continue dans le même sens de rotation par 5 tours 1/ 2 pour aboutir au picot chaud ; cela donne donc en tout 6 tours 1/ 4.

— **en 41**, il s'agit du même fil bobiné dans le même sens avec la même affectation des picots, mais après soudure sur le picot froid, on fait 2 tours 1/ 4 avant soudure sur la prise intermédiaire, puis on continue par 8 tours 1 / 2, ce qui donne au total 10 tours 3/ 4.

Pour bobiner TR_2

— **en 72**, au primaire on bobine 6 tours 3/ 4 de même fil 30/100 et dans les mêmes conditions que TR_1 mais sans prise intermédiaire ; au secondaire, avec du fil fin 15/100ᵉ émaillé, on bobine dans le même sens de rotation et au pied du primaire 4 tours 1/ 4.

— **en 41**, on met au primaire 10 tours 3/4 de 30/100 et au secondaire 6 tours 1/4 de 15/100.

Pour TR_1 et TR_2 les pôts sont des NEOSID 7 V 1 K (noyau et coupelle verts) : ce sont des pôts 100 MHz.

Pour terminer le montage, on mettra le fil d'antenne (1 mètre à souder en des emplacements différents suivant la version 41 ou 72), puis les fils vers les connecteurs d'alimentation et de servos (pas de bloc connecteur suivant notre habitude).

Mise en route et réglages

Après vérification et nettoyage à l'acétone, mettre le récepteur sous tension sans placer le 145151 sur son support ; vérifier que l'on a 4 volts régulés dans la ligne d'alimentation.

On va commencer par régler la fréquence QZ : pour éviter d'être gêné par la fréquence VCO, on soude à l'envers du circuit une capa de 100 nF entre la broche 3 du SO42 et la masse ; et on branche le fréquencemètre en prélevant la fréquence par une capa de 22 pF soudée à la sortie de TR_3 sur G_1 de TR_2, ce qui évite de fausser la mesure. La patte ad hoc de QZ est dans un premier temps mise directement à la masse pour mesurer l'écart de fréquence par rapport à un multiple de 5 kHz ; On choisira bien sûr de faire dévier la fréquence du côté où l'écart est minimum : par exemple si on lit 43 294, il faut monter de 1 kHz. On mettra à l'essai une capa de 100 pF remplaçant la liaison masse du quartz.

Si on lit 43 294,650 on diminue la 100 pF par tâtonnement successifs jusqu'à lire 43295,00 à 10 ou 15 Hz près. Si on avait lu 43292,300 on aurait choisi d'aller vers 43290,000 : au lieu de la capa, on aurait placé une petite self vers la masse (sur une résistance de 470 k, on bobine pour un premier essai 50 spires jointives de fil émaillé 15/ 100ᵉ); si on lit 43289,560 on ôte 2 ou 3 spires et par tâtonnements successifs on amène QZ à 43290,00.

C'est le réglage le plus long, mais il conditionne tellement la sensibilité et la sélectivité du RX qu'il faut le faire le plus précis et exact possible.

Connaissant maintenant la fréquence QZ, on fera les calculs pour en déduire la fréquence que le VCO doit avoir pour chacune des fréquences de réception. Par exemple, dans notre RX 72 qui a un QZ = 50370 on veut recevoir 72120 kHz : on fait 72120 − 10695 − 50370 = 11055 kHz (F_3 est obtenue par mixage « bas »). Pour avoir un VCO donnant 11055 avec un pas de 5 kHz il vient 11055 : 5 = 2211 = 2048 + 128 + 32 + 2 + 1, les broches correspondantes du 145151 sernt donc activées.

On remet le RX sous tension avec le 145151 à son emplacement et on règle TR_4 pour déclencher le vérouillage du synthé (raies très fines de vérouillage observées à l'oscillo sur la broche 28 du 145151). On peut en profiter tout de suite pour centrer le réglage du noyau de TR_4 sur le milieu de la bande de réception que l'on a choisi ; simplement en mettant la broche du diviseur 128 à la masse par son commutateur on augmente de 640 kHz la fréquence VCO, c'est à dire que l'on diminue de 640 kHz la fréquence de réception qui devient 71480. Si le synthé reste verrouillé, le réglage TR_4 n'est pas trop mauvais : on y reviendra plus tard pour s'assurer qu'il s'effectue encore aux deux extrémités de la bande où il est nor-

mal que les raies de vérouillage soient un peu plus longues qu'en milieu de bande surtout si celle-ci est étalée sur 1 MHz. Si l'on a suivi nos indications pour TR_4, il y aura verrouillage sur les 1275 kHz, les 8 commutateurs étant placés tous soit à 0 soit à 1.

Bref, si on a un bon verrouillage avec 2211 aux diviseurs, on branche le fréquencemètre à l'aide de la capa 22 pF directement sur le drain du VCO 2N4416 et on s'assure que cette opération n'a pas déverrouillé le VCO. Tant que le VCO reste verrouillé, on doit lire une fréquence proche de 11055 kHz avec une très grande stabilité de lecture. Si par exemple on lit 11055,225, on sait que les capacités qui règlent le quartz 10240 du synthé ont une valeur insuffisante : les diviseurs ne peuvent en effet se tromper et le prélèvement capacitif pour le fréquencemètre ne risque pas de fausser la mesure puisqu'il y a verrouillage. En ajustant les capas C_{34} et C_{35} on doit tomber à 10 ou 15 Hz près sur 11055 ; cette méthode est meilleure que celle qui consiste à effectuer le prélèvement directement sur l'oscillateur 10240 où même avec une capa de faible valeur, on fausse largement la lecture. Faites l'essai avec des capas faibles, et de différentes valeurs, vous serez convaincus.

Ce réglage précis est également très important, l'écart sur la fréquence VCO étant d'autant plus grand que le VCO s'éloigne plus de la fréquence 10240. En effet, par exemple pour 11055,225, l'erreur sur la fréquence du quartz 10240 est 208 Hz (11055,225 : 2211 × 2048 = 10240,208) ; si on sélectionne 72500 aux diviseurs en gardant la même erreur sur 10240, il viendra 10240,208 × 2287 : 2048 = 11435,232. Avec un VCO travaillant près de 15000 kHz on aurait 10240,208 × 3000 : 2211 = 15000,304, il ne sera pas possible d'avoir moins de 100 Hz d'écart à la lecture de la MF 455 kHz dans le cas où les erreurs sur le 10240 et sur le 10695 sont dans le même sens avec la relation QZ − VCO = F_3. Si on laisse la même erreur subsister lorsque l'on emploie la relation QZ + VCO = F_3, on aura plus de 500 Hz d'écart, les erreurs sur 10695 et sur 10240 s'additionnant dans ce cas. Le RX perdra toute sensibilité.

ALORS CES RÉGLAGES DOIVENT ÊTRE FAITS AVEC LE PLUS GRAND SOIN ET IL FAUT LES REPRENDRE S'IL Y A PERTE INEXPLICABLE DE SENSIBILITÉ.

On vérifie maintenant qu'à la gate G_1 du 3N211 arrive bien la fréquence correspondant au mélange souhaité de VCO et QZ ; on ôte la capa 100 nF soudée à la broche 3 du SO42, et on branche le fréquencemètre par 22 nF sur G_1 ; dans notre cas, si les réglages sont bons, on doit lire 61425 à 10 ou 15 Hz près.

Il peut être nécessaire de régler le noyau de TR_3 pour obtenir la lecture du fréquencemètre.

Restent à régler la HF et la MF : il s'agit de réglages classiques de tout récepteur sur lesquels nous n'allons pas nous étendre.

Néanmoins pour dégrossir à 95 % ces réglages, le plus simple est de brancher l'oscillo, sensibilité maximum, sur la sortie de MF_1 ; puis dans notre cas on met l'émetteur en route sur la fréquence 72120 et on l'éloigne de plus en plus en réglant successivement les noyaux de MF_1, TR_3, TR_2, TR_1 pour obtenir l'amplitude maximum.

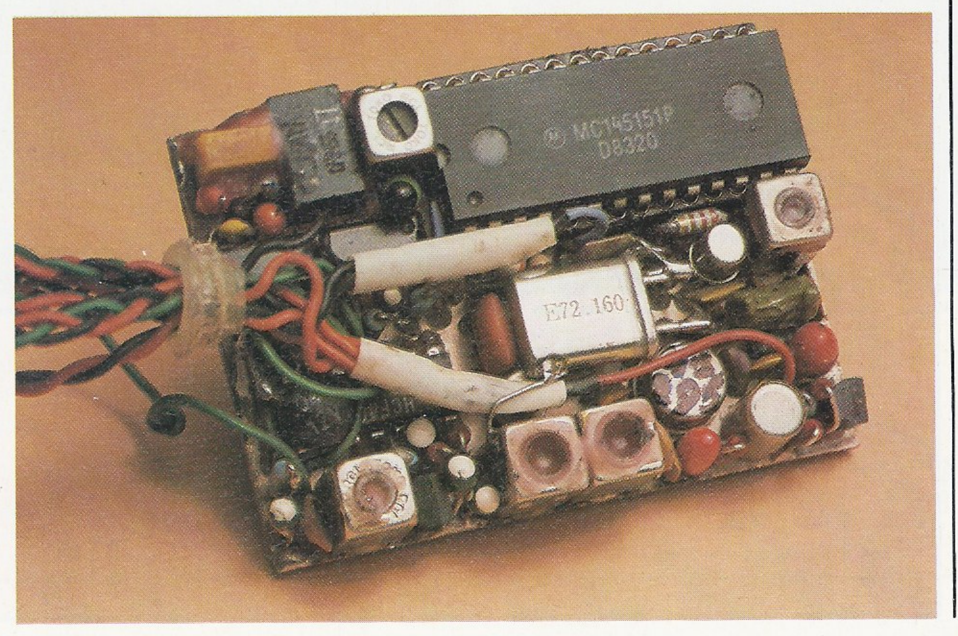
Enfin, après avoir vérifié que l'émetteur est bien calé sur 72120,000, on pourra contrôler au fréquencemètre qu'à la sortie de MF il y a 455 kHz et qu'à la sortie du filtre SFE il y a 10695 : pour ces mesures il faut eupprocher l'émetteur ; si tout est correct, on doit avoir au point commun de C_{10}, C_9 et R_{11} (soudure en l'air) un signal démodulé impeccable.

Attention à l'émetteur de vérifier soigneusement la fréquence porteuse sur lequel il émet; il ne sert à rien d'avoir fait les meilleurs réglages du RX si le TX n'est pas cohérent. Tel qu'il est, ce RX est suffisament sélectif pour atténuer considérablement les émissions qui seraient décalées de 1 ou 2 kHz par rapport à son réglage interne qui, par définition, à cause du synthé est sur une fréquence exactement multiple de 5 kHz. Si vous avez la curiosité de mesurer la fréquence de la plupart des émetteurs des meilleures marques commerciales, vous vous apercevrez qu'ils sont pour 80 % d'entre eux calés à 1 ou 2 kHz en dessous de la fréquence théorique marquée sur leur quartz : leurs récepteurs sont cohérents car ils sont décalés de la même valeur au moment du réglage. Avec un tel émetteur votre RX à synthé ne marchera que si vous remplacez le filtre CFW par une passoire et que vous remplacez le CDB 455 par un pôt qui vous permettra d'effectuer les réglages.

Conclusion

Nous pensons que la réalisation de ce RX, même si elle demande quelque effort pour choisir le QZ que l'on veut adapter et pour comprendre et calculer les différentes solutions, est à la portée de tout amateur consciencieux et soigneux, il ne sera pas déçu par les performances ; nous avons testé la portée au sol de notre RX animé par notre TX doté de la nouvelle tête HF.

Sur toute la largeur de la bande et antenne émission complètement pliée à 300 mètres de distance, les servos commencent à peine à frétiller. En 41 MHz, avec un émetteur de **même puissance** placé à la **même distance** du RX, mais décalé de 5 kHz, les servos frétillent un peu mais on garde la liaison. Pour un décalage de 10 kHz la liaison est très bonne. En 72 MHz, les servos frétillent encore un peu à 10 kHz de dé-



calage. Si vous êtes plus près et plus puissant vous pouvez rester à 5 kHz en 41, mais ce n'est pas très prudent car votre mobile risque à un moment donné de passer plus près du voisin si vous ne le maîtrisez pas parfaitement.

Un helico a servi aux essais en vol dans de sévères conditions de vibrations et sans que le récepteur soit enrobé dans une épaisse couche de mousse : il n'y a pas de problèmes. Venez voir à GUYANCOURT pour vous en assurer ! ! !

BONS VOLS ! ! ! !

CRESCAS

Nomenclature

(Toutes les capas céramiques d'accord sont à coefficent de température nul : marque T_0).

COMPOSANTS COMMUNS AUX RX 41 ET 72

Semiconducteurs

T_1: BF 200
T_2: 3N211 ou 40673
T_3: 2N4416
T_4: AC 187
T_5: MA 431
D_1: BB 105 G

Circuits intégrés

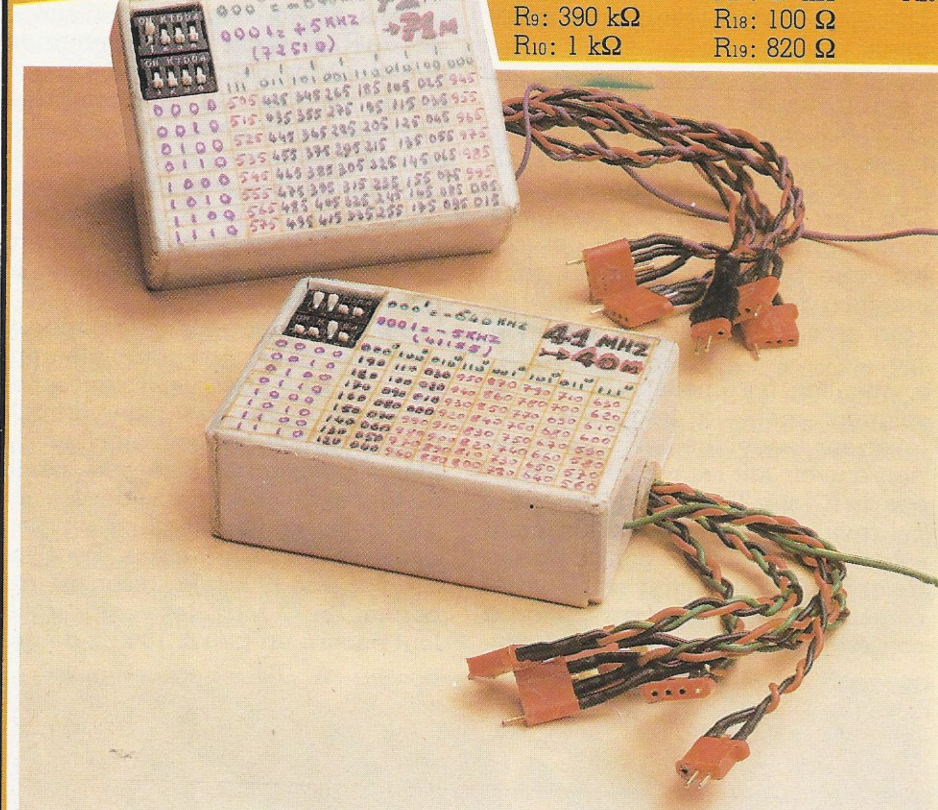
IC_1: MC 145151
IC_2: SO42E (métal)
IC_3: MC3357
IC_4: 4015

Résistances

R_1: 470 Ω
R_2: 8,2 kΩ
R_3: 27 kΩ
R_4: 47 Ω
R_5, R_6: 330 Ω
R_7: 47 kΩ
R_8: 150 kΩ
R_9: 390 kΩ
R_{10}: 1 kΩ
R_{11}: 1,5 kΩ
R_{12}: 3,3 kΩ
R_{13}: 47 kΩ
R_{14}: 2,2 kΩ
R_{15}: 4,7 kΩ
R_{16}: 1 kΩ
R_{17}: 47 kΩ
R_{18}: 100 Ω
R_{19}: 820 Ω
R_{20}: 1200 Ω
R_{21}, R_{22}: 220 Ω
R_{23}, R_{24}: 10 kΩ
R_{25}: 100 kΩ
R_{26}: 220 Ω
R_{27}: 100 Ω
R_{28}: 47 Ω

Condensateurs

C_1: 100 nF tantale
C_3: 100 nF tantale
C_5: 100 nF tantale
C_6: 100 pF cera.
C_7: 100 pF cera
C_8: 1 nF cera
C_9: 1 µF tantale
C_{10}: 47 nF MKH
C_{11}: 4,7 µF tantale
C_{12}: 220 pF cera
C_{13}: 1 µF tantale
C_{14}: 1 µF tantale
C_{15}: 100 nF cera
C_{16}: 100 nF tantale
C_{17}: 47 µF tantale
C_{18}: 82 pF cera
C_{19}: 1 nF cera
C_{20}, C_{21}: 22 pF cera T_0
C_{22}: 22 pF cera
C_{23}: 1 nF cera
C_{24}: 1 nF cera
C_{25}: 2,2 pF cera
C_{26}: 4,7 µF tantale
C_{27}: 1 nF cera
C_{28}: 10 nF cera
C_{29}: 1 nF cera
C_{30}: 10 nF cera
C_{31}: 4,7 µF tantale
C_{32}: 330 nF tantale
C_{34}: 33 pF cera T_0
C_{35}: réglage T_0
C_{36}: 82 pF cera T_0
C_{37}: 100 nF tantale
CQZ: X pF T_0 (texte)



Divers

MF_1: TOKO 4102 NOIR point rouge 10,700 MHz ± 30 kHz (est préférable)

F_1: SFE 10,7 MS 3G point bleu = 10,670 MHz ± 30 kHz (peut être utilisé)
ou F_1: CFSE M3 de TOKO sans point : 10,70 ; point bleu : 10,67

L_1: 15 micro henry (petite taille)
Self Q_2: éventuelle (texte)
TR_3: TOKO 113 CN2K 159
TR_4: NEOSID (noyau et coupelle orange)

F_2: MURATA CFW 455 IT ou HT
F_3: MURATA CDB 455 C7

Support 28 pattes
Quartz 10240 kHz
Quartz QZ à choisir selon texte
Fils, souplisseau thermo, connecteurs
Cire HF (collage noyaux)
2 blocs commutateurs KTDO4

COMPOSANTS PROPRES AU RX 41

C_2: 22 pF cera T_0
C_4: 22 pF cera T_0
C_{33}: 10 pF cera T_0 mixage « haut »
: 27 pF cera T_0 mixage « bas »

TR_1, TR_2: NEOSID 100 MHz 7 V 1 K à bobiner (texte)
TR_4: au primaire bobiner
22 t 1/4 pour VCO < 11 MHz
20 t 1/4 pour 11 < VCO < 13 MHz
18 t 1/4 pour 13 < VCO < 15 MHz

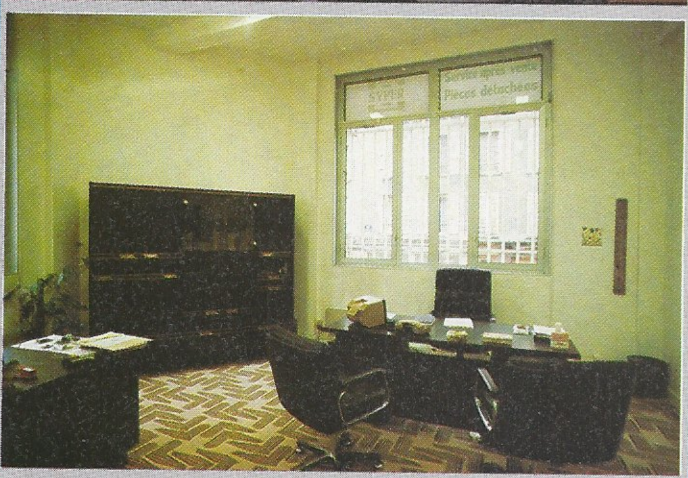
COMPOSANTS PROPRES AU RX 72

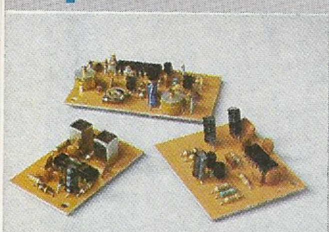
C_2: 12 pF cera T_0
C_4: 12 pF cera T_0
C_{33}: 6,8 pF cera T_0 (mixage « bas »)

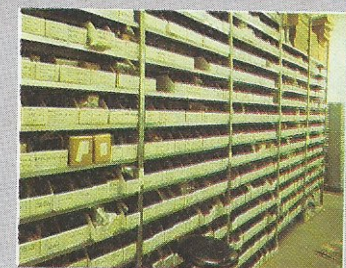
TR_1, TR_2: NEOSID 100 MHz 7 V 1 K à bobiner (texte)
TR_4: au primaire bobiner
22 t 1/4 pour VCO< 11 MHz
20 t 1/4 pour 11 < VCO < 13 MHz
18 t 1/4 pour 13 < VCO < 15 MHz

Détaillants grand pu









Qui ne connaît la place qu'occupe l'industrie japonaise sur le marché de la HiFi et de la vidéo ? Nombre d'entre-vous possèdent certainement une chaîne stéréo, un téléviseur ou un magnétoscope signé SONY, TOSHIBA, JVC...

Moins connus sont les composants électroniques issus du développement de ces produits grand-public et de ce fait peu ou pas utilisés dans les montages proposés par les revues techniques ; nous dirons que la difficulté de se procurer la documentation afférente et une certaine incertitude quant à leur disponibilité dans le circuit « amateur » qui nous intéresse, en sont les principales causes.

Toutefois une demande existe, c'est le cas de nos amis lecteurs qui, par exemple, souhaitent assurer la maintenance d'un de leurs appareils qui n'est plus sous garantie, c'est aussi un problème que rencontrent parfois des dépanneurs radio télé.

Grâce à des rapports étroits avec certaines de ces grandes marques, la société **SYPER** a pu ouvrir un comptoir de détail de composants d'origine japonaise.



Inutile de chercher la devanture d'un magasin au 60 de la rue de Wattignies (Paris 12e).

Ce bâtiment neuf ou récemment rénové, n'abrite que des sociétés et c'est au premier étage que SYPER occupe depuis août 1984 de confortables locaux sur une surface de 360 m².

L'histoire de la société SYPER débute en 1977, époque à laquelle Sylvain Mazloum l'actuel gérant, ouvre un très petit magasin au 186, rue de Charenton pour y faire le commerce d'électroménager, vente et réparation audio et TV. 1977 c'est aussi l'époque à laquelle marchent très fort les grandes surfaces de HiFi avec qui il est difficile de lutter au niveau des prix, et les affaires ne vont pas très bien. En 1979, Sylvain Mazloum qui s'est associé avec un parent, Jérôme Lafarge, va tenter d'effectuer la distribution de composants électroniques européens. C'est une aventure de courte durée qui se termine en 1980 ainsi que la vente d'électroménager. Seul le service après vente permet à la Société SYPER de survivre. En 1980, la marque PIONNER décentralise son SAV et fait des offres de marché, c'est la chance pour S. Mazloum qui signe son premier contrat et devient station technique agrée de la firme niponne. A partir de ce moment, les choses vont changer, SYPER signe par la suite avec SONY France, puis JVC Vidéo France et vont suivre TOSHIBA, SILVER, SANSUI, ASTON (CB), AVREX, SIEMENS (audio, TV, vidéo), ITT ; que l'on nous pardonne, l'ordre n'est probablement pas chronologique.

blic, qui êtes-vous ?

SYPER assure donc le service après-vente **sous garantie** de ces marques exceptée SONY, (SAV hors garantie), plus la vente de pièces détachées.

Pour d'autres marques telles PANASONIC, SHARP, TECHNICS et SONY dont nous avons déjà parlé, le service après-vente est aussi assuré mais hors garantie, les pièces détachées sont également vendues.

Voici donc la raison pour laquelle SYPER a ouvert un département de vente de composants, japonais cette fois. Grâce aux multiples modèles dans toutes ces marques, le choix offert à la clientèle est vaste en semi-conducteurs bien sûr (transistors, circuits intégrés) mais également en sous-ensembles : moteurs, transformateurs, tubes de caméra vidéo, etc.

L'activité principale de SYPER reste toutefois le service après-vente qui représente 75 à 80 % du chiffre d'affaires. L'étiquette de SAV multimarques, la position géographique dans Paris sont des points particulièrement appréciés des revendeurs de HiFi et vidéo ou des chaînes de distribution qui peuvent ainsi regrouper et centraliser le matériel que rapporte pour réparation leur clientèle. Le service offert par SYPER n'est pas réservé en exclusivité à l'usage des professionnels, ainsi, les particuliers, munis du certificat de garantie de leur appareil et pour les marques dont cette société effectue le SAV **sous** garantie, pourront faire effectuer gratuitement les réparations, le gain de temps peut être très appréciable.







L'efficacité du service après-vente de la Société SYPER repose en grande partie sur l'organisation du laboratoire, soit huit postes de travail particulièrement bien équipés. Le matériel de mesure est, selon les postes : ici mieux adapté au dépannage BF, là à la HF (tuner), ailleurs encore à la maintenance vidéo. Le personnel du labo regroupe huit techniciens et un chef d'atelier, soit neuf personnes qui représentent plus de la moitié du potentiel humain de la société qui compte dix-sept membres.

Les nombreux modèles existant dans chacune des marques et les nouveautés, imposent au personnel du laboratoire de suivre chez les fabricants concernés des stages de formation et d'information sur les matériels récents. La documentation technique (indispensable) mise à leur disposition et très volumineuse.

Tout aussi bien organisé sous la responsabilité de Mme Muratel, fonctionne le service pièces détachées qui « alimente » le laboratoire et le comptoir de détail. Quatre personnes sont nécessaires à son bon fonctionnement.

Pour sa part, la section administrative emploie quatre personnes également, soit : une secrétaire, une secrétaire administrative, un comptable ainsi que S. Mazloum à qui incombe la responsabilité du bon fonctionnement de l'entreprise.

La gestion de la société se fait sur informatique. Un ordinateur APRICOT gère les pièces détachées de 12 marques, soit plus de 8 000 références. Associé à un mode de classement par rayons et bacs numérotés, le système permet de retrouver très facilement le produit désiré, d'en établir la facture si celui-ci est vendu au comptoir, et le décompte dans tous les cas.

Un autre ordinateur gère les entrées et les sorties de matériel destiné à être réparé. Là aussi, un système de rayonnage facilite bien les choses. Le matériel réparé est emballé sous celophane à sa sortie du labo.

Outre la distribution grand public qui s'effectue au comptoir, SYPER fournit de la pièce détachée à des sociétés de maintenance étrangère; c'est le cas avec l'Algérie, les pays d'afrique en général ainsi qu'à des territoires français d'outre-mer (Guyanne, par exemple).

Existe-t-il d'autres activités chez SYPER ? Assurément. Développée dans son laboratoire, une carte d'adaptation permet la transformation de magnétoscopes PAL en SECAM, ceci par exemple pour des magnétoscopes achetés en Belgique.

SYPER peut se charger de la transformation souhaitée mais la carte peut-être uniquement vendue à un particulier comme à des professionnels. Un autre type de transformation est faisable, celle d'un téléviseur PAL en SECAM.

Ce que nous avons retenu de cette visite chez SYPER, c'est l'impression d'une certaine ouverture. Il est en effet rare qu'un professionnel désire faire profiter le grand public d'un service auquel il n'a pas accès ou difficilement (le cas des composants japonais est un excellent exemple); c'est une initiative qui mérite d'être citée.

temps: ⧗ ⧗
difficulté:
dépense: $ $

Le "METRO", un mini combo portable et son chargeur de batterie



Non, contrairement à ce que le nom de cette réalisation pourrait laisser croire, nous n'avons touché aucune royalties d'une quelconque régie de transport.

Simplement l'idée d'un mini combo portable pour guitare électrique ou basse est venue à l'auteur après avoir vu certains portables analogues dans quelques couloirs des sous-sols parisiens d'où le nom dont nous avons baptisé notre combo : le « METRO ». Une façon comme une autre de lui donner le ticket... ! Mais revenons à des choses plus sérieuses.

Beaucoup d'amateurs combinent le goût de la musique et celui du fer à souder. De nombreuses réalisations dont une tête d'ampli pour guitare, le RPG 50, leur avaient été proposées dans les colonnes de RPEL. Aujourd'hui, notre but est différent, si on compare au RPG 50, il s'agit de vous proposer un combo, c'est-à-dire la réalisation complète du préampli ampli avec le haut parleur, le tout dans une ébénisterie prête à l'usage ceci à un prix et une complexité qui ne décourage ni le musicien amateur ni l'électronicien débutant. 8 à 10 watts, le double avec une enceinte supplémentaire, un câblage des plus réduits grâce à des circuits intégrés, pas de mise au point, une écoute possible au casque, une sage compacité et une alimentation par batterie 12 volts avec en prime son chargeur alimentation secteur. A vous de jouer...

Le cahier des charges

Notre premier souci, facilité ici il est vrai par une puissance pas trop élevée, a été de choisir pour cette réalisation des composants électroniques courants, très peu fragiles et surtout peu onéreux. Deuxièmement et c'est capital, un ampli guitare procède d'une philosophie tout à fait différente de celle d'un ampli HI-FI ou même de sonorisation. A ces derniers on demande avant tout d'être transparents, c'est-à-dire de ne rien rajouter ni retrancher à la modulation d'entrée. Le but d'un combo guitare est tout à fait différent car c'est lui qui va créer la sonorité de votre instrument autant que l'instrument lui-même, non seulement grâce au haut parleur (combo = ampli plus haut parleur, en valise) mais également grâce à l'électronique. C'est ainsi que certains points méritent d'être soulignés :

— Montage de l'électronique en deux cartes de petites tailles : une carte préampli et une carte ampli, le tout dans un coffret ESM mini rack.
— Préampli comprenant deux entrées, sensibilités indépendantes, un réglage de gain avec circuit de distorsion, un double réglage de tonalité spécial guitare, et enfin un réglage de volume général.
— Ampli d'une puissance de sortie de 8 à 10 watts sous 8 ohms et 15 à 20 watts sur 4 Ω totalement protégé. Alimentation batterie ou secteur 12 à 18 watts.

Très grande compacité et pêche garantie grâce à l'utilisation d'un 8 pouces (21 cm) spécial guitare de chez CELESTION. Possibilité de jouer de la basse.

Ecoute au casque possible ainsi que doublement de la puissance de sortie, pour les grandes occasions (par adjonction d'une enceinte supplémentaire).

Si cela vous convient, alors lisez la suite.

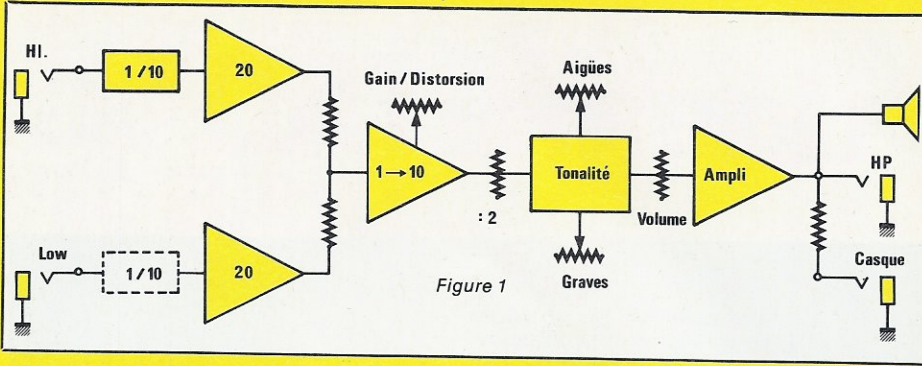


Figure 1

Le synoptique

Celui-ci est fourni à la **figure 1**.

Comme l'aurait sûrement deviné La Palisse, un combo pour guitare est destiné à une... guitare. Aussi est-il indispensable de regarder les caractéristiques de cette source de modulation, étant entendu que nous parlons des guitares électriques. Ces dernières possèdent plusieurs micros composés en fait de 6 petits électro-aimants, chacun poduisant par un phénomène d'induction dû à la vibration des cordes métalliques des tensions dont les valeurs s'ajoutent. Ces « micros » existent sous divers types, simple ou double bobinage avec à l'intérieur des variantes changeant la couleur du son, le niveau de sortie, ou l'intensité des phénomènes parasites. Si l'on compare la guitare à un générateur de Thévenin, disons que la tension et l'impédance de sortie restent très variables et dépendent en plus des correcteurs de tonalité et de volume de la guitare (sauf s'il y a un booster interne). Le plus souvent d'ailleurs, ce sont les guitares les plus chères dont les micros délivrent les niveaux les plus élevés. Nous pourrions vous affirmer doctement qu'un capteur de guitare délivre en moyenne 80 à 200 millivolts sous une impédance de quelques dizaines de kilo ohms voir moins, ce genre de renseignement n'ayant qu'un intérêt tout à fait indicatif sans plus et cela pour plusieurs raisons.

— Tout d'abord le niveau de sortie dépend de la façon de jouer en solo ou en accords, ce dernier mode donnant un niveau **beaucoup** plus élevé.
— Comme beaucoup d'instruments « en direct », la guitare possède une dynamique très importante ce qui rend l'usage du géné sinus et de l'oscillo parfaitement insuffisant. Il est difficile de tabler sur une sensibilité sans faire d'essais.

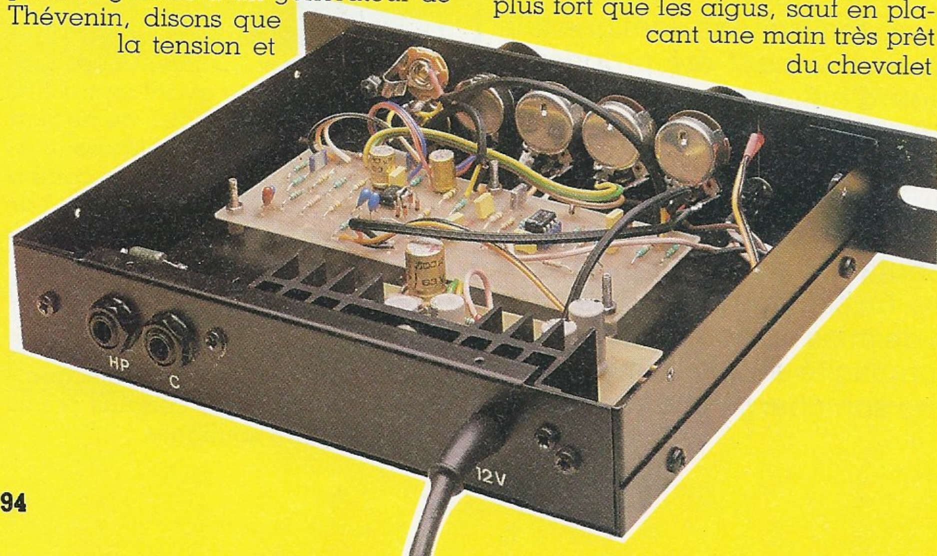
Enfin cette dynamique et d'une manière générale le niveau dépend de la corde et même de la note jouée. Cela est évident si l'on sait que la tension induite par une corde dépend de l'amplitude des vibrations de cette corde, amplitude plus importante pour une corde de grosse section (plus grave) que pour une de diamètre inférieur, bilan bien connu des guitaristes, les graves sonnent plus fort que les aigus, sauf en plaçant une main très prêt du chevalet ou en le sélectionnant (ce qui revient au même).

C'est pourquoi la conception d'un ampli comme le « METRO » ne peut se faire qu'avec l'avis de musiciens, avis dont nous avons heureusement bénéficié même si parfois les critiques ont été dures même très dures. Mais croyez-nous le résultat en vaut la peine.

Revenons maintenant à la **figure 1** et partons de l'entrée haute « HI ». Cette entrée de sensibilité pas trop importante (pas de chiffres, les musiciens n'en veulent pas), bénéficie d'un atténuateur d'entrée possédant un étage préamplificateur à faible bruit. L'entrée LOW de sensibilité plus grande, ne possède donc pas d'atténuateur d'entrée (on peut cependant en rajouter un en pointillé), de plus cette entrée atténue sensiblement les graves. En fait ici l'entrée HI est destinée plus spécifiquement à l'accompagnement avec un son très propre, c'est-à-dire non saturé, ou bien à la guitare basse, tandis que l'entrée LOW est plus destinée au rock avec un son pouvant (mais pas forcément) être passablement distordu. Comme la distorsion est désagréable dans les basses, le préampli a un gain réduit vers le bas du spectre.

Le mélange des deux préamplis va vers un étage capable d'ajouter un fort taux de distorsion, taux qui en fait dépend du gain donné à l'étage. De là nous passons au réglage de tonalité à deux plages graves et aigus qui reprend les courbes de correction relevées sur un combo de marque MUSIC MAN conçu par Léo FENDER, rien que çà, puis nous parvenons après le dosage de volume général à l'amplification proprement dite : capable de piloter deux hauts parleurs de 8 ohms en parallèle (et un casque) l'un des haut-parleurs contenu dans le combo, l'autre dans une éventuelle enceinte supplémentaire.

Le dédoublement gain, volume, bien connu des guitaristes, permet d'avoir un son distordu même à fai-



ble volume ce qui peut être interessant chez soi.

Avant de passer au schéma électronique, quelques mots sur les préamplis d'entrée et sur le correcteur de tonalité.

Préamplis et correcteur

De très nombreuses solutions nous étaient offertes pour les étages d'entrées même en circuits intégrés. Nous avons choisi un circuit spécial pour préampli plutôt qu'un AOP d'usage général (AOP = ampli = op) d'abord en raison de la simple alimentation (12 volts nominal) ensuite en raison du bas bruit de fond, enfin de façon à présenter un circuit sinon nouveau, du moins un peu spécialisé.

Nous avons choisi un circuit très compact, le LM 387, qui est un double préampli faible bruit particulièrement interessant ici, car nécessitant une seule tension d'alimentation. Le LM 387 en DIL 8 broches voit donc ses deux préamplis montés suivant la structure de la **figure 2.** Les préamplis ont une compensation interne qui évite toute oscillation tant que le gain demeure égal ou supérieur à 10. Le premier préampli a un gain de 20 et est précédé d'un atténuateur de rapport 5, d'où un gain global de 4 pour le préampli HI. Le préampli LOW a un gain de 10, il ne possède pas d'atténuateur; un gain de 20 aurait pu provoquer une saturation dès l'étage d'entrée.

D'autre part le gain de cet étage sera encore doublé mais ultérieurement, par l'étage de distorsion. Bref, le montage est similaire à celui d'un AOP classique en ampli non inverseur (R_4 et R_5 fixent le gain). R_3 a été

Figure 2

rajoutée pour la polarisation en continu avec une restriction :

$$R_{3max} \leq 240\ k\Omega$$

Nous aurons :

$R_5 = (V_S / 2{,}6 - 1) \times R_3$ avec $V_S = V_{alim} = 12$ volts

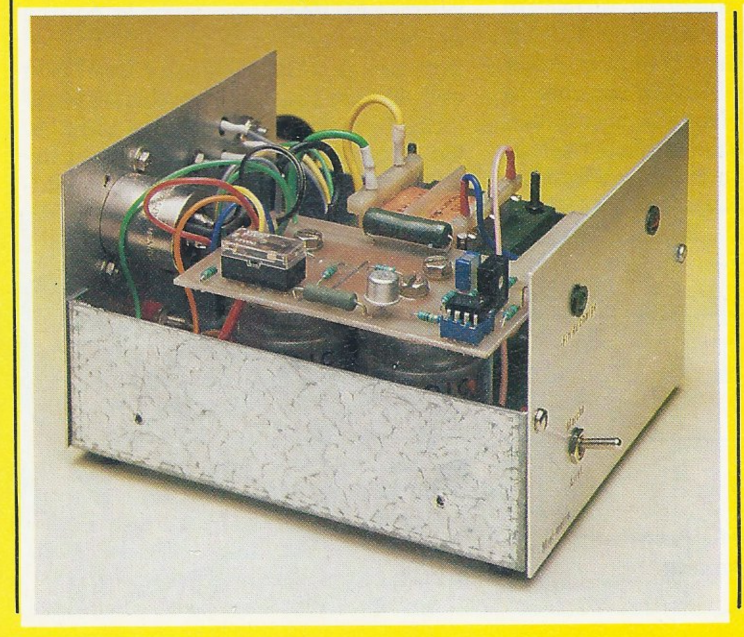
$A_V = 1 + R_5 / R_4$, $C_{C3} = 1 / 2 \pi f_0 R_4$

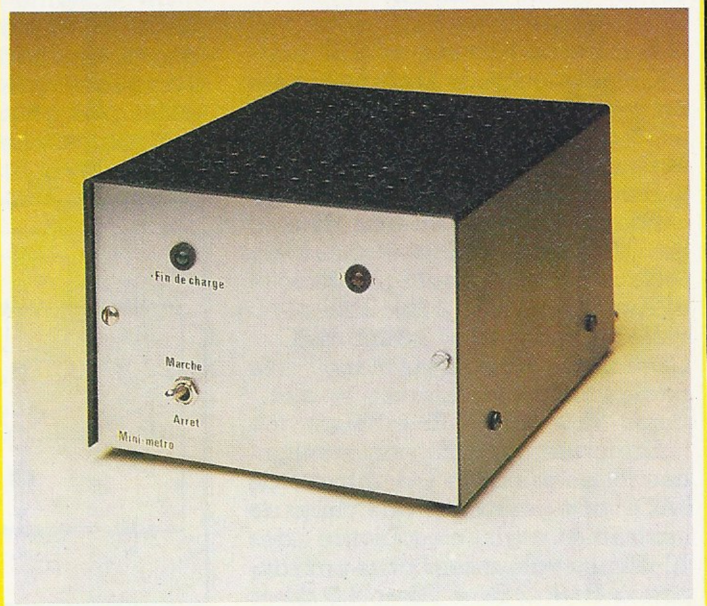
Dans les deux cas nous avons fixé $R_3 = 220\ k\Omega$ avec pour le préampli « HI » un gain de 20 et une coupure à 35 Hz et pour le préampli « LOW » un gain de 10 (voir plus haut cette raison paradoxale) et une coupure vers 500 Hz. Les gains sont donnés bien sûr sans atténuateur.

R_1 et C_1 forment un atténuateur coupant les fréquences hautes vers une centaine de kHz. C_2 élimine la composante continue et C_4 provoque une atténuation possible supplémentaire des graves. Enfin R_2 fixe le taux d'atténuation sur l'entrée HI. Notons qu'avec un choix judicieux du gain, nous ne l'avons pas dit l'entrée, HI est aussi parfaite pour un synthé ou un orgue électronique et moyennant l'usage d'un petit mélangeur portatif (voir RPEL N° 445), pour des microphones.

Passons maintenant au correcteur de tonalité. Là aussi, le résultat à obtenir est tout à fait différent de celui des classiques Baxandall pour la haute fidélité. Les **figures 3 et 3 bis** illustrent bien cette différence. Dans un correcteur graves-aigus classique, on cherche une absence de correction avec potentiomètres à mi-course, une amplification d'un côté une atténuation de l'autre, les deux étant symétriques et l'amplitude des corrections maximales égales dans le grave et dans l'aigu.

La courbe pour guitare d'après MUSIC MAN est très différente; tout d'abord, c'est la position minimale et non centrale des potentiomètres qui correspond à l'absence de correction, ensuite il n'y a pas d'atténuation possible, seule une amplification est souhaitée. Enfin, l'amplitude des corrections est beaucoup plus importante dans l'aigu que dans le grave. La bosse à 100 Hz correspond à une volonté d'ajouter une certaine rondeur au son et de compenser la chute de certains haut-parleurs guitare utilisés avec une basse. En effet, un haut-parleur guitare doit avoir une suspension très rigide sous peine de détérioration ce qui le fait





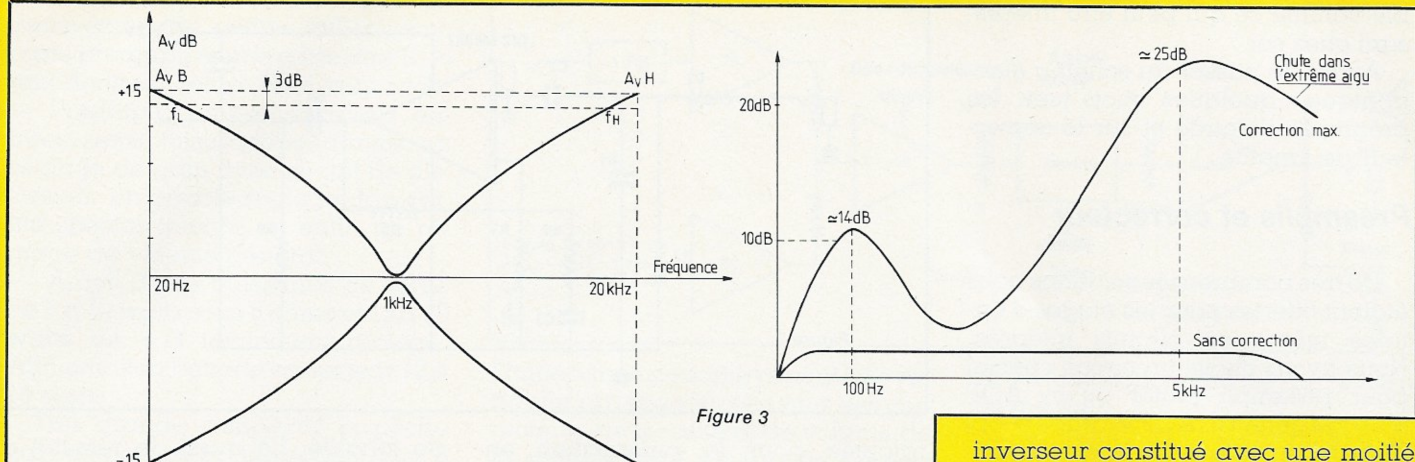


Figure 3

résonner haut et donc atténue le grave. Toutefois la correction doit rester modeste afin de ne pas supprimer la protection naturelle du haut-parleur. Pour l'aigu c'est différent. Ici il s'agit beaucoup plus de compenser la chute dans l'aigu due à la faible amplitude de vibration des cordes dans cette partie du specte que de compenser une faiblesse du haut-parleur, existante certes (en l'absence de tweeter) mais pas gênante. D'autre part à ce niveau un enrichissement en harmonique est particulièrement intéressant auditivement. L'amplitude de correction donc est très importante avec toutefois un inconvénient qui est l'augmentation du bruit de fond. La structure choisie est celle de la **figure 4** afin d'obtenir la courbe voulue.

Nous partons d'un Baxandall symétrique (avec atténuation possible) puis nous remplaçons le potentiomètre par un autre avec résistance de butée et le tour est joué.

On posera :

$R_2 = 100\ k\Omega$

$R_4 = 470\ k\Omega$

Soit $f_L = 100$ Hz et $f_H = 5000$ Hz

Commençons par la partie grave : on veut $G_{db} = 14\ dB \Leftrightarrow A_{VL} = 5$

$A_{VL} = 1 + R_2 / R_1$

et $C_1 = 1 / 2\pi R_2 f_L$

D'où $R_1 = 22\ k\Omega$, $C_1 = 15$ nF.

Passons maintenant aux aigus :

$G_{VH} = 25\ dB \Leftrightarrow A_{VH} = 18$

Nous aurons $C_3 = 1 / (2\pi R_3 f_H)$

et $A_{VH} = 1 + (R_1 + 2 R_5) / R_3$

Nous posons $R_3 = 3{,}3\ k\Omega$ d'où $C_3 = 10$ nF, $R_5 = 18\ k\Omega$

on doit toujours avoir :

$R_4 >> R_1 + R_3 + 2 R_5$

Enfin une capacité non mentionnée ici entre entrée (−) et sortie de l'AOP doit provoquer une chute de l'extrême aigu c'est-à-dire dès 10 kHz, sa valeur sera prise par rapport à $R_3 + 2 R_5 = 36 + 3{,}3\ k\Omega \cong 39\ k\Omega$, on choisira C = 470 pF ($C = 1 / 2\pi \times (R_3 + 2 R_5) f$)

On notera qu'avec les valeurs choisies la correction dans l'aigu commence très tôt, dès 300 Hz avec cependant une efficacité modeste en dessous de 1000 Hz.

Ces calculs effectués, passons dès à présent a la réalisation électronique du préampli.

Le schéma électronique du préampli

Nous tenons à signaler que les nombreux essais effectués en compagnie de musiciens guitaristes ont conduit à un certain nombre de modifications heureusement mineures dans l'ensemble qui d'une part provoquent certaines originalités dans la nomenclature, et d'autre part un aspect pas toujours parfait de notre maquette. Nous prions nos lecteurs de nous en excuser et de comprendre qu'ils sont les premiers bénéficiaires des heures passées à la mise au point.

Le schéma électronique du préampli est présenté **figure 5**. Pour les préamplificateurs d'entrée, nous avons retenus les LM 387 comme de taillés plus haut. Notons que C_9 est non polarisé. Le mélange est effectué par R_{12} et R_{13} sur l'amplificateur inverseur constitué avec une moitié de IC_2, ampli op double de type LM 358. La valeur moitié moindre de R_{13} par rapport à R_{12} provoque un gain deux fois supérieur à ce niveau pour la sortie du préampli LOW. P_1 avec R_{14} en butée ajuste le gain entre 1 et 1/ 17 environ. Les diodes D_1 et D_3 ainsi que D_4 et D_2 permettent d'obtenir la distorsion par saturation. Cette dernière est au départ assez douce mais intervient trop rapidement avec seulement deux diodes en antiparallèle, c'est pourquoi nous en avons mis quatre, on n'a pas toujours, et heureusement, besoin de distorsion. On notera que pour que la moitié de IC_2 amplifie un signal alternatif avec une seule tension d'alimentation, il est nécessaire de porter son entrée (+) à la moitié de la tension d'alimentation grâce à R_{17} et R_{18} découplés par C_{11} en alternatif. R_{15} a été remplacée par un court-circuit et R_{16} supprimée. Enfin nous rentrons sur le préampli correcteur. Nous avons vu cette structure sauf qu'ici (voir **figure 4**), la « R_2 », des explications précédentes, est remplacée par P_2 en série avec R_{20} et la « R_4 » par P_3 en série avec R_{24}, ce qui permet un décalage entre la course et l'action, celle-ci étant nulle au départ des potentiomètres. Quant à la cellule R_{27}, R_{26}, C_{18} son rôle est toujours le même, polariser le LM 358. Ce circuit est très économique, parfaitement prévu pour une alimenta-

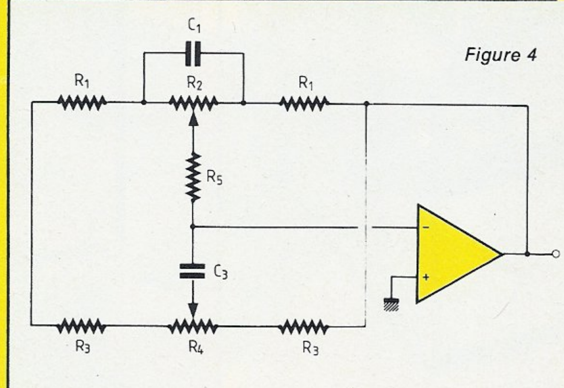


Figure 4

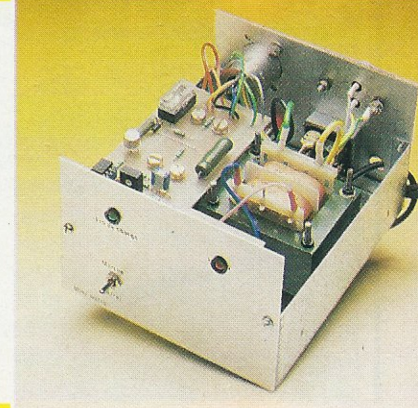


Figure 5

tion simple, de bande passante suffisante ; son seul défaut est sans doute un souffle un peu élevé mais très acceptable dans un combo guitare. Enfin P_4 via C_{17} dose le niveau de sortie vers l'ampli, C_{20} et C_{19} découplent IC_1 et IC_2 et R_{28} polarise la LED de marche arrêt.

L'amplificateur de puissance ; schéma théorique

Le gros problème consiste a délivrer une puissance suffisante avec une alimentation batterie de 12 volts sur une impédance normalisée de haut-parleur 4 ou 8 ohms. La contrainte est d'autant plus importante que les haut-parleurs destinés à la guitare ne sont pratiquement disponibles qu'en 8 ohms. Evidemment rien n'empêche de mettre deux HP de 8 ohms en parallèle pour obtenir 4 ohms, l'ennui est que dans ce cas, il n'est plus possible de proposer un combo très compact.

La puissance efficace maximum théorique avec une alimentation 12 volts est égale à (sur 8 ohms) :

$$P = \frac{U^2}{8\,Z_C} = \frac{(12)^2}{8 \times 8} = 2{,}25 \text{ watts}$$

On constate que cette puissance est tout de même très faible et que même sous 4 ohms nous n'aurons que P = 4,5 watts en admettant encore qu'il n'y ait aucune tension de déchet dans l'amplificateur ce qui n'est pas raisonnable. Ne pouvant pas dans ce cas augmenter la tension d'alimentation, nous avons choisi une solution bien connue dans les boosters de voiture à savoir celle du « bridgeage » de deux amplificateurs identiques.

Regardons la **figure 6**. Nous y voyons le mode classique et le mode bridgé. Le mode classique est celui que nous venons de décrire avec une puissance de sortie très réduite. En mode bridgé on utilise deux amplificateurs de puissance identiques dont l'un reçoit le signal d'entrée et l'autre le même signal mais inversé, c'est-à-dire en opposition de phase ou déphasé de 180°. Dans ces conditions lorsque la valeur instantannée de la tension de sortie de l'un des amplificateurs est égale à $+ V_x$ celle de l'autre ampli est de $- V_x$. D'où une différence de tension aux bornes de la charge égale à $2 V_x$. Avec une tension d'alimentation donnée la tension de sortie est doublée et par conséquent théoriquement la puissance quadruplée, celle-ci étant proportionnelle au carré de la tension.

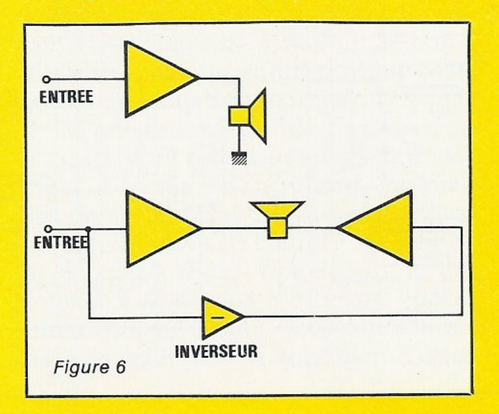


Figure 6

On aura $P = U^2 / 2 \times Z_c$ soit 9 watts et le double sur 4 ohms soit 18 watts. Cette puissance devient déjà plus conséquente. Toutefois trois points importants méritent d'être signalés :

— La charge, c'est-à-dire le haut-parleur, n'est pas reliée à la masse mais entre les deux sorties des amplificateurs. Cela impose un isolement rigoureux de la prise de sortie

vis à vis de la masse donc du chassis, de même pour les mesures avec une sonde.

— La tension de sortie étant deux fois plus importante, le courant l'est aussi ce qui signifie que si en mode bridgé l'impédance est de 4 ohms, chacun des amplificateurs doit pouvoir fonctionner sous 2 ohms d'impédance.

— Enfin, dernier point, et non des moindres, il est absolument nécessaire dès lors que l'on désire avoir un certain nombre de protections et de stabilisations, que celles-ci soient synchrones et complémentaires sur les deux amplificateurs. C'est ce qui nous a principalement conduit à choisir un circuit intégré pour cette réalisation.



Le TDA 2005 M

Il existe plusieurs procédés pour réaliser un amplificateur bridgé, la solution discrète ou semi-discrète posant d'une part des problèmes de protection, d'autre part une compléxité qui ne se justifie pas sur un amplificateur de petite puissance alimenté sous 12 volts.

Le TDA 2005 M est un circuit intégré amplificateur contenant en fait deux circuits amplis et destiné à une utilisation en mode bridgé. La lettre M différencie le TDA 2005 de sa version S destinée à la stéréo. On prendra donc impérativement la version M.

Voici quelques unes des caractéristiques et avantages du TDA 2005 M :

— Ampli spécialement prévu pour une utilisation en bridgé.

— Puissance de sortie supérieure à 20 watts sur 4 ohms. Alimentation possible jusqu'à 18 volts.

— Très peu de composants externes, boîtier MULTIWATT à semelle métallique reliée à la masse.

— Protégé envers les court-circuits de la charge, envers les surtensions en sortie, contre les excès de température (150° C), contre les ruptures du circuit de masse, contre les inversions de polarité d'alimentation, et enfin envers les charges très inductives. Bref, s'il est correctement monté, autant dire que le TDA 2005 M est pratiquement indestructible.

Les **figures 7 et 8** donnent d'une part le brochage du circuit, d'autre part son schéma interne avec toutes les protections. Notons que la tension et le courant crête de sortie est donné par les formules :

$V_{o\,MAX} = V_S - 2\,V_{CESAT}$

$I_{o\,MAX} = (V_S - 2\,V_{CESAT}) / R_L$

où V_S désigne la tension d'alimentation, et $V_{CESAT} = 2$ V, la tension de saturation typique des transistors de sortie en classe B du TDA 2005 M.

Quant à la puissance efficace ou RMS elle est donnée par :

$$P_{o\,MAX} = \frac{(V_S - 2\,V_{CESAT})^2}{2\,R_L}$$

ce qui nous donne avec $V_S = 12$ volts et $R_L = 8$ ohms :

$P_{o\,MAX} = 4$ watts et 8 watts sur 4 ohms.

Il ne faut tout de même pas oublier que bien chargée une batterie délivre environ 14 volts ce qui augmente sensiblement la puissance de sortie, et que d'autre part avec l'alimentation secteur, celle-ci atteignant environ 17 volts en charge, cela nous donne une puissance efficace de 10 watts environ et près de 20 watts sur 4 ohms.

Reste maintenant, compte tenu de ces données, à monter le TDA 2005 M en amplificateur bridgé et pour cela on se référera à la **figure 9**. Les deux sections amplificatrices peuvent être assimilées à deux ampli opérationnels et les condensateurs à des court-circuits de telle sorte que le montage est extrêmement simple à comprendre. Le signal d'entrée rentre sur une section amplificatrice montée en amplificateur non inverseur de gain fixé par R_A et R_B et la seconde section amplificatrice est elle montée en ampli inverseuse (gain fixé par R_C et R_D). La charge voit donc à ses bornes une

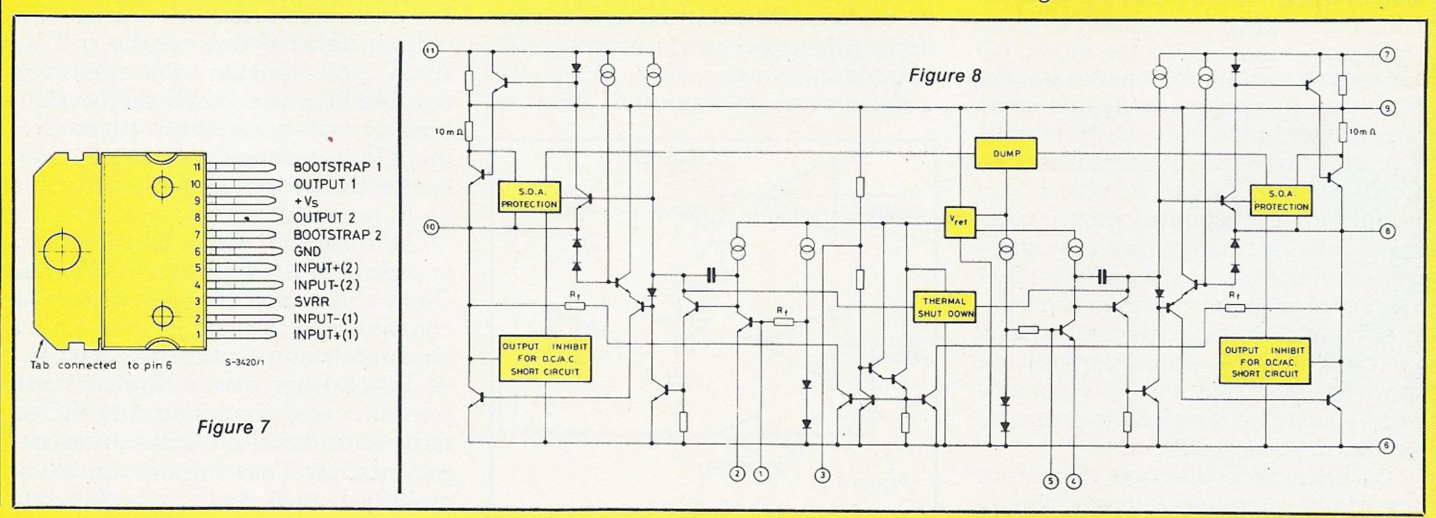


Figure 7

Figure 8

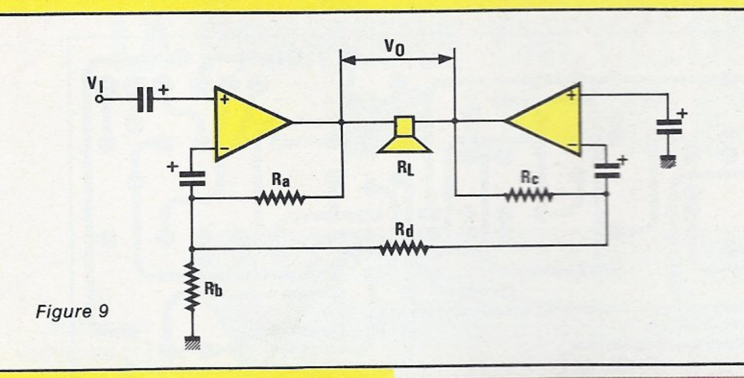


Figure 9

Figure 10

tension V_o double de celle obtenue avec une seule section. La formule exacte du gain est donnée par :

$$G_V = \frac{V_0}{V_I} = 1 + \frac{R_A}{\frac{R_B \cdot R_D}{R_B + R_D}} + \frac{R_C}{R_D}$$

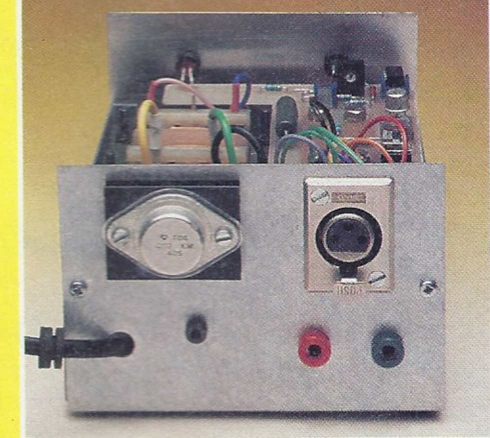
Schéma électronique de l'amplificateur

Le schéma est donné **figure 10**. Par rapport à la figure précédente, certains éléments ont été rajoutés. La résistance R_1 sert à optimiser la symétrie de sortie, R_6 et R_7 suppriment les risques d'oscillations ainsi que C_9 et C_{10}. C_5 et C_7 sont des condensateurs de boostrap. Enfin C_3 et C_{11} servent au filtrage de l'alimentation ainsi qu'a un effet anti-pop à la mise sous tension. Les autres composants découplent les liaisons pour le continu et fixent le gain choisi ici égal à 30 dB soit environ 30 en valeur absolue. On constatera l'extrême simplicité du montage obtenue grâce à l'utilisation du TDA 2005.

Le montage pratique des deux circuits imprimés

Les **figures 11, 12, 13, 14** donnent respectivement le dessin des circuits imprimés et des implantations. Aucune difficulté particulière. Certains composants ont lors des essais été ôtés ou remplacés par un strap on ne s'en étonnera pas (voir liste des composants).

Les deux cartes ont été montées dans un rack ESM référencé ET 24-04. Ce rack encastrable de couleur noire convient parfaitement à cette application. Le TDA 2005 M sera IMPÉRATIVEMENT monté sur radiateur, isolé au moyen de mica et vissé au châssis. Il est fondamental d'isoler **électriquement** le TDA 2005 M du châssis sinon on risque par bouclage de masse des oscillations de très forte amplitude. Quant au refroidissement, à titre indicatif la



résistance thermique jonction-boîtier est déjà de 3° C/ W, si l'on ajoute 3° C / W environ pour le radiateur cela fait 6 ° C / W. Pour une puissance de 20 watts en sortie (sur 4 ohms avec alim secteur) cela fait compte tenu d'un rendement de 60 %:

20 × 0,4 = 8 watts en chaleur soit, 6 × 8 = 48° C d'élévation de température.

Ne pas oublier qu'à partir de 100° C on risque d'avoir disjonction thermique de l'amplificateur. Passons maintenant à des considérations plus pratiques.

Nous avons alimenté le montage ampli et préampli par l'intermédiaire d'un câble terminé par une prise XLR 3. Ce type de prise est rès intéressant, bien qu'onéreux, du fait d'une part qu'il est verrouillable, d'autre part que le section des pins reste importante d'où possibilité de conduire un courant important.

Autre particularité importante, le choix des prises de sortie. On se souviendra que le haut-parleur est connecté entre deux sorties du circuit donc entre deux points chauds. Le chassis étant relié à la masse par les jacks d'entrée pour guitare, les prises de sortie haut-parleur et casque seront IMPÉRATIVEMENT ISOLÉES du chassis. Pour notre part nous avons utilisé des embases jacks **plastique** 6,35 mm. Tout autre modèle est utilisable à condition d'être isolé.

Réalisation de l'ébénisterie, choix du haut-parleur

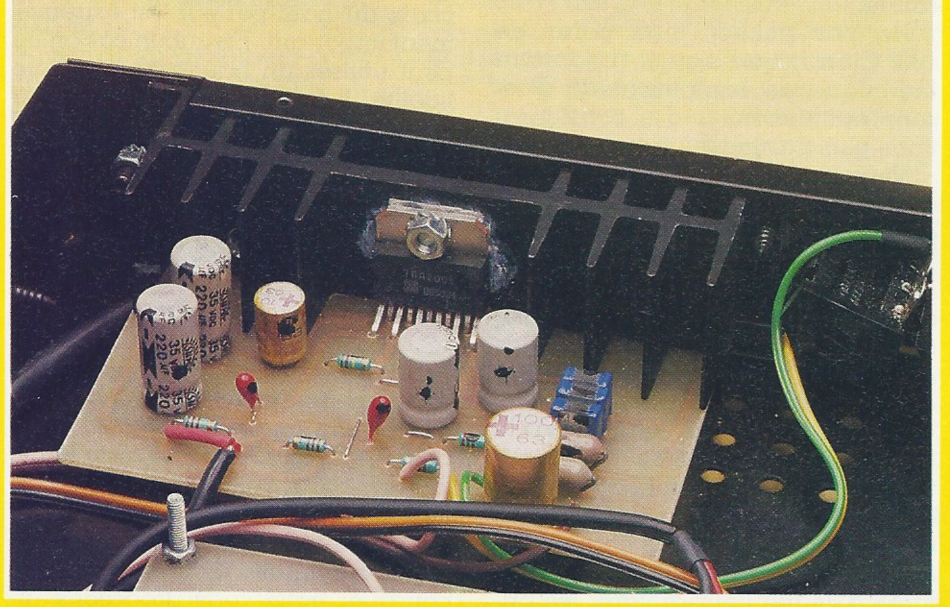
Nous pensons que les photos sont suffisamment explicites en ce qui concerne l'ébénisterie, toutefois, nous vous en donnons les plans **figure 15**. On utilisera de préférence de l'agglo ou du latté de 16 ou 19 mm; avec du 16 mm on sera obligé d'utiliser des lattes pour ne pas visser dans l'épaisseur du bois. Quant au haut-parleur on le fixera avec des inserts ou des vis VBA. Le choix du haut-parleur est extrèmement important. En aucun cas on ne peut utiliser un haut-parleur haute fidélité. Il faut un spécial guitare à suspension rigide. Pour l'avoir essayé avec beaucoup de satisfactions, nous vous conseillons un haut-parleur CELESTION Réf. G 8S50 T 3549 PE, qui est un 8 pouces.

Le chargeur de batterie

Le METRO est prévu, nous l'avons dit, pour être promené un peu partout et être donc alimenté sur une batterie 12 volts. Cette batterie tout à fait analogue a une batterie de voiture mais d'une capacité moindre (3 à 6 ampères heure) doit bien sûr être périodiquement rechargée. C'est pourquoi nous vous proposons un chargeur de batterie alimenté à partir du secteur, que l'on pourra utiliser le cas échéant comme alimentation secteur pour le METRO ou bien pour recharger, pourquoi pas, votre batterie de voiture (cela prendra un certain temps).

Figure 11

Figure 12



Quelques rappels concernant la charge des accumulateurs au plomb. Leurs deux caractéristiques importantes sont leur tension nominale en volts et leur capacité en ampères/heure, qui représente le courant pouvant être fourni pendant un temps déterminé.

On admet deux choses pour une batterie 12 volts :

— complètement déchargée mais en charge, la tension descend à 10 volts et monte à 14 volts avec une batterie chargée à fond.

— Le courant de charge doit être constant durant toute la durée de la charge et égal au 1/ 10e de la capacité. Ainsi pour une batterie de 6 ampères heure, le courant de charge sera de 600 mA.

A la **figure 16** nous voyons le schéma électronique du chargeur. Un transformateur 12 volts au secondaire voit sa tension redressée puis filtrée par C_1 et C_2, tension qui sert à alimenter en continu le METRO à partir du secteur 220 volts.

Vient ensuite la partie chargeur proprement dite qui utilise un régulateur intégré en boîtier TO 3, le bien connu LM 317.

Le courant de charge se déduit de la formule :

$I_c = 1{,}2\ V / R_9$; pour $I_c = 600$ mA on prendra $R_9 = 2{,}2\ \Omega$, la formule reste valable jusqu'à $I_c = 1{,}5$ ampères en raison du courant maximal de sortie du LM 317. On changera R_9 en conséquence.

Le reste du montage est élaboré autour d'une référence de tension dont le cœur est Dz, et d'un comparateur à hystérésis tournant autour

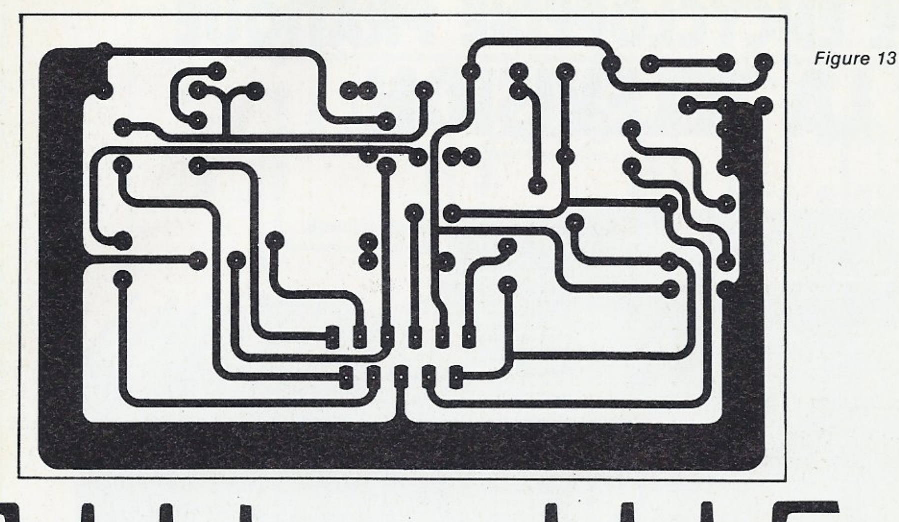


Figure 13

Figure 14

d'une moitié de LM 358 (IC_2).

En fin de charge, la tension sur la batterie atteint 14 volts. Cette tension est comparée a une référence, le résultat de la comparaison actionne ou non un relais et une LED, le relais coupant toute charge supplémentaire (dangereuse pour la batterie) et la LED indiquant la fin de charge. Ici ce sont les contacts repos du relais qui sont utilisés le courant étant coupé lorsque le relais est enclenché.

Montage du chargeur de batterie

Encore une fois nous avons utilisé un boîtier ESM. Les condensateurs de filtrage seront des modèles verticaux. Le circuit imprimé est fixé directement dessus. Le seul réglage consiste à ajuster R_4 de façon à ce que le relais colle lorsque la tension de la batterie atteint 14 volts. Pour ce réglage un contrôleur monté en voltmètre continu est indispensable.

Attention au sens des diodes LED et autres et à celui de C_1 et de C_2. Enfin, bien entendu le LM 317 sera **impérativement** isolé du châssis par du mica (voir **figures 17 et 18**)

Conclusion

Bonne chance et bonne réalisation à tous nos amis musiciens... !

G. GINTER

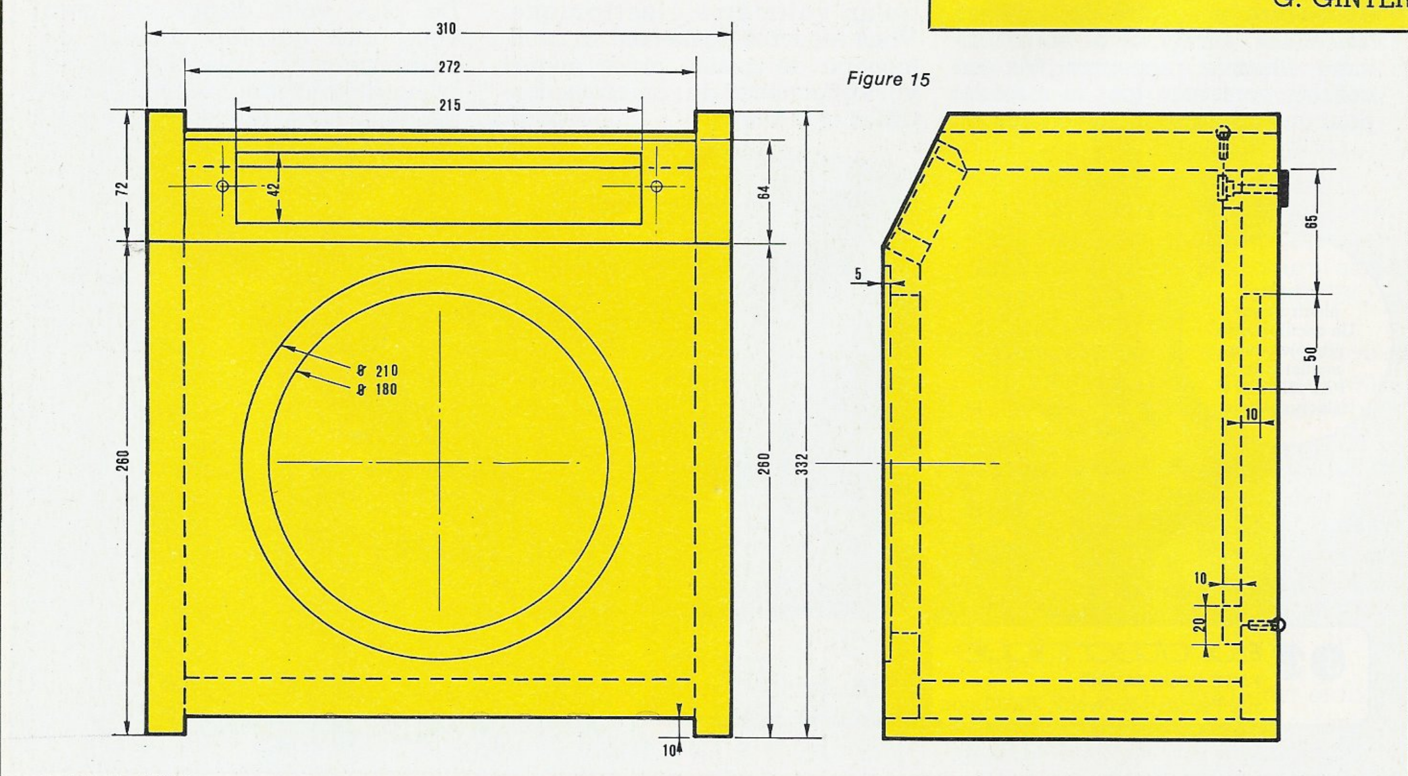


Figure 15

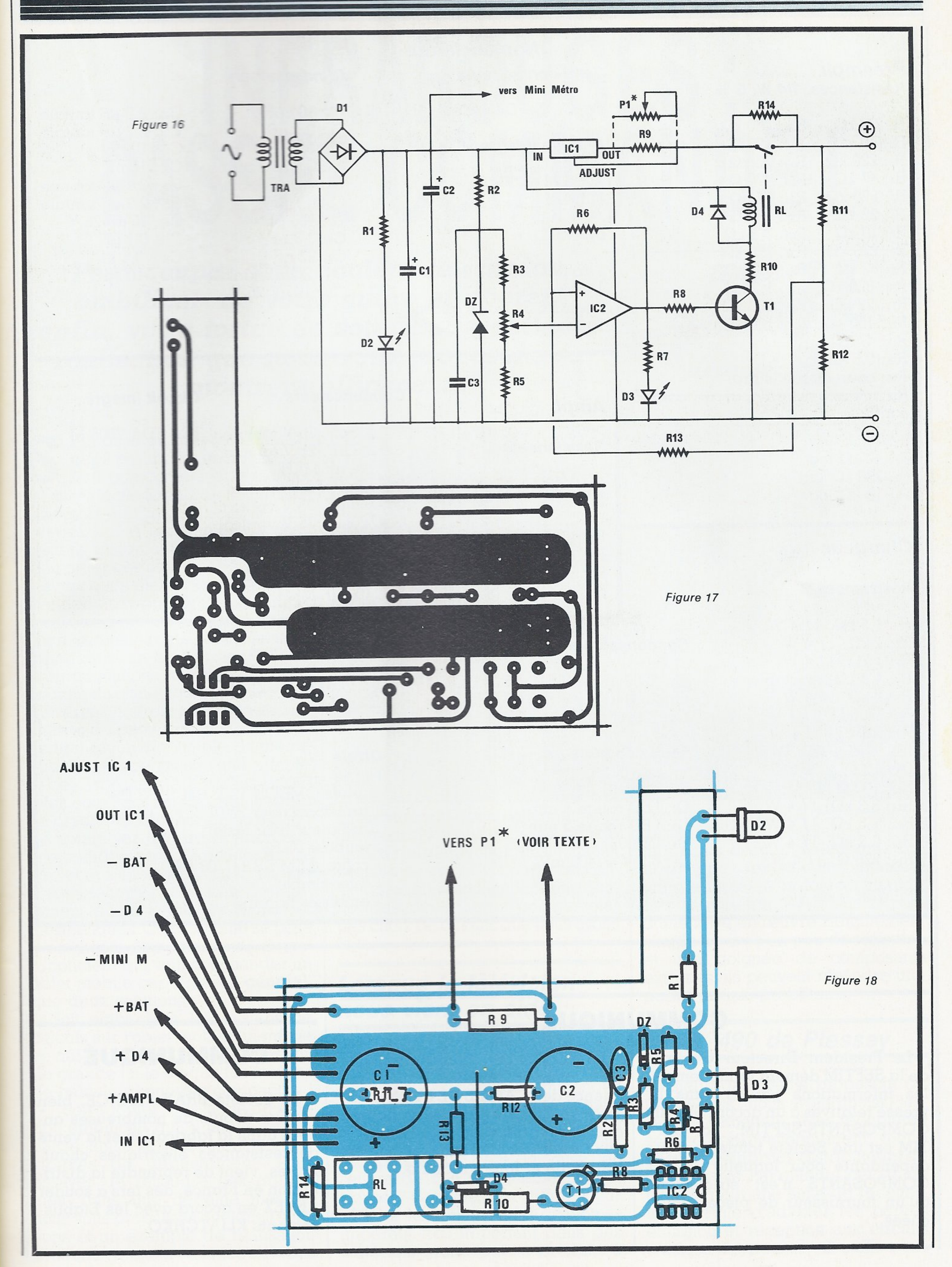


Figure 16

Figure 17

Figure 18

Nomenclature

Préampli

Résistances, 1/4 W, 5 %

R_1: 39 kΩ
R_2: 10 kΩ
R_3: 220 kΩ
R_4: 47 kΩ
R_5: 820 kΩ
R_6: 22 kΩ
R_7: 10 kΩ
R_8: 220 kΩ
R_9: 82 kΩ
R_{10}: 820 kΩ
R_{11}: 22 kΩ
R_{12}: 100 kΩ
R_{13}: 47 kΩ
R_{14}: 5,6 kΩ
R_{15}: court-circuit (strap)
R_{16}: circuit ouvert (pas de composant)
R_{17}: 100 kΩ
R_{18}: 100 kΩ
R_{19}: 22 kΩ
R_{20}: 47 kΩ
R_{21}: 22 kΩ
R_{22}: 18 kΩ
R_{23}: 3,3 kΩ
R_{24}: 220 kΩ
R_{25}: 3,3 kΩ
R_{26}: 1,2 kΩ
R_{27}: 100 kΩ
R_{28}: 100 kΩ

P_1: 100 k lin
P_2: 47 kΩ log
P_3: 220 kΩ log
P_4: 10 kΩ log

Semi-conducteurs

D_1, D_2, D_3, D_4: 1N 914, 1N 4148

Circuits intégrés

IC_1: LM 387
IC_2: LM 358

Divers

1 coffret ESM ET 24/ 04
1 jack 6,35
2 jacks 6,35 isolés (plastique)
1 radiateur (voir texte)

Condensateurs

C_1: 100 pF
C_2: 0,1 µF
C_3: 0,1 µF
C_4: 2,2 µF tantale
C_5: 2,2 µF tantale
C_6: 0,1 µF
C_7: 100 pF
C_8: 3,3 nF
C_9: 22 nF
C_{10}: 2,2 µF tantale
C_{11}: 10 µF 25 V
C_{12}: 2,2 µF tantale
C_{13}: 2,2 µF tantale
C_{14}: 10 nF
C_{15}: 15 nF
C_{16}: 2,2 µF tantale
C_{17}: 2,2 µF tantale
C_{18}: 10 µF 25 V
C_{19}: 0,1 µF
C_{20} : 0,1 µF
C_{21} : 100 pF

Ampli

Résistances

R_1: 120 kΩ, 1/ 4 W
R_2: 1 kΩ, 1/ 4 W
R_3: 2,2 kΩ, 1/ 4 W
R_4: 120 Ω, 1/ 4 W
R_5: 120 Ω, 1/ 4 W
R_6: 1 Ω 2 W
R_7: 1 Ω 2 W

Condensateurs

C_1: 2,2 µF, 25 V tantale
C_2: 2,2 µF, 25 V tantale
C_3: 100 nF MKH
C_4: 10 µF, 63 V vertical
C_5: 100 µF, 35 V vertical
C_6: 220 µF, 35 V vertical
C_7: 100 µF, 35 V vertical
C_8: 220 µF, 35 V vertical
C_9: 100 nF MKH
C_{10}: 100 nF MKH

Circuit intégré

IC_1: TDA 2005 M

Chargeur

Résistances

R_1: 1,5 kΩ, 1/ 4 W
R_2: 1 kΩ, 1/ 4 W
R_3: 1 kΩ, 1/ 4 W
R_4: 4,7 kΩ, ajustable
R_5: 1 kΩ, 1/ 4 W
R_6: 330 kΩ, 1/ 4 W
R_7: 2,2 kΩ, 1/ 4 W
R_8: 10 kΩ, 1/ 4 W
R_9: 2,2 Ω, 1 W
R_{10}: 100 Ω, 1/ 2 W
R_{11}: 3,3 kΩ, 1/ 4 W
R_{12}: 1,5 kΩ, 1/ 4 W
R_{13}: 2,2 kΩ, 1/ 4 W
R_{14}: 220 Ω, 1/ 4 W

P_1: Voir texte

Condensateurs

C_1: 2200 µF 25 V SIC/ SAFCO
C_2: 2200 µF 25 V SIC/ SAFCO
C_3: 100 nF MKH

Semi-conducteurs

D_1: pont 10 A/ 50 V
D_2: LED rouge 5 mm
D_3: LED rouge 5 mm
D_4: IN4002
D_Z: 6,2 V = 400 mW

T_1: 2N 1711

Circuits intégrés

IC_1: LM 317 (boîtier TO 5)
IC_2: LM 358

Divers

1 relais OMRON 12 V Réf. 1273 D3
1 transformateur 220/ 12 V - 18 VA
1 radiateur (voir texte)
1 embase XLR
1 coffret ESM EB 11/ 08 FA
1 inter simple
2 embases banane

COMMUNIQUÉ

Le Président Directeur Général de la SEFTIM dément formellement les informations parues dans la presse relatives à un accord SECRE COMPOSANTS-SEFTIM. La SEFTIM est une Société totalement indépendante pour laquelle SECRE COMPOSANTS n'est strictement qu'un fournisseur de pièces détachées.

La SEFTIM collabore principalement avec la Division Haute Fréquence des CABLES DE LYON à Bezons, spécialiste dans les domaines des perturbations électromagnétiques (foudre et IEM) et de renommée Nationale et Internationale.

COMMUNIQUÉ

La Société BRAY FRANCE, bien connue depuis de nombreuses années dans la fabrication et la vente de résistances électriques chauffantes, vient de reprendre la distribution en France, des fers à souder ANTEX en accord avec les Etablissements KLIATCHKO.

INFRAROUGES : PASSEZ COMMANDE !

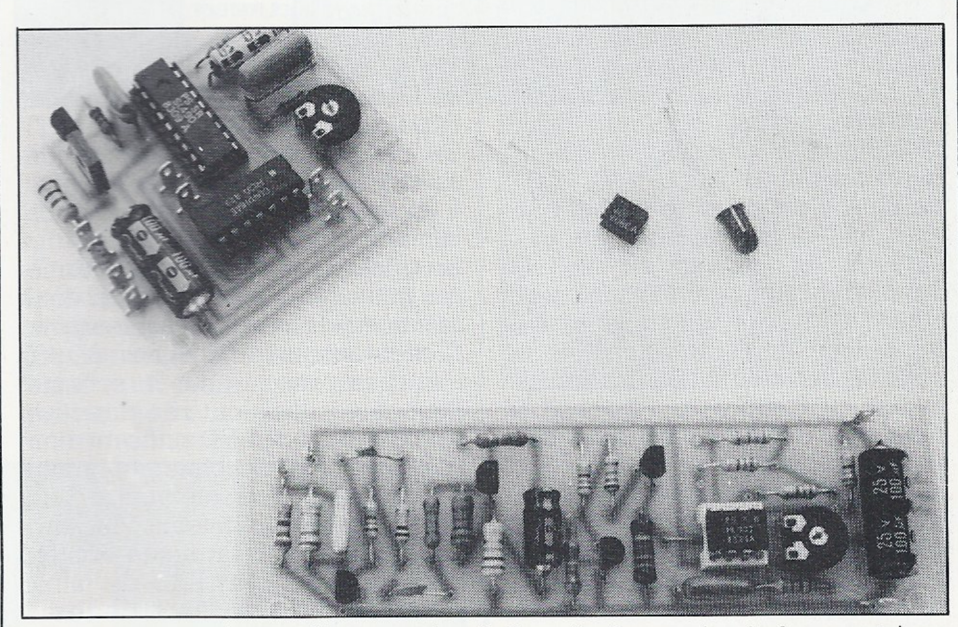
Pour couper sans douleur le «cordon ombilical» de votre micro et libérer, enfin, votre tortue de son fil à la patte, la réalisation que nous vous proposons se montrera efficace...

temps : ⌛⌛
difficulté : ▣▣
dépense : $

Si la mise en œuvre d'interfaces à partir d'un micro-ordinateur quelconque est en général assez facile à réaliser, nombreux sont ceux qui, comme nous, se sont heurtés à des problèmes de connexions insurmontables lorsqu'il a fallu relier ces interfaces aux systèmes qu'elles étaient censées commander. Pour prendre un exemple simple mais réaliste, considérons un micro-ordinateur qui, dans une maison, assure un certain nombre de programmations horaires (mise en marche du chauffage, de la machine à laver le linge, etc.). Le programme chargé de piloter ces fonctions est de réalisation très simple, de même que l'interface puisqu'une simple carte disposant de X sorties parallèles commandant des relais suffit. Le problème se corse lorsqu'il s'agit de connecter les divers appareils commandés car il faut alors ramener leurs alimentations au niveau de l'ordinateur ce qui conduit généralement à des câblages lourds et inesthétiques. Ce problème se pose avec encore plus d'acuité au «micro-roboticien» qui veut commander un objet mobile car il n'a, en général, que deux solutions :

— Soit embarquer les moyens de calculs sur l'objet mobile lui-même ce qui implique que ce dernier soit de grande taille ou que les moyens de calculs soient très compacts.

— Soit adopter le système du «cordon ombilical» qui, il faut le reconnaître, limite sérieusement les possibilités de déplacement. Pour essayer de résoudre ces problèmes, dans une certaine mesure, nous vous proposons quelques solutions et un exemple de réalisation pratique mettant en œuvre des infrarouges ou, éventuellement, des ultrasons. Nous n'avons pas la prétention de solutionner ainsi tous les problèmes que vous pouvez rencontrer mais nous souhaitons vous donner des idées, surtout compte tenu des choix de circuits que nous avons faits.



Lorsque la télévision nous vient en aide

Il y a des années que les professionnels savent utiliser les infrarouges pour réaliser des télécommandes ou des systèmes d'alarmes, mais c'est avec le développement des boîtiers de télécommande pour récepteurs TV que la mise en œuvre de ces rayonnements s'est trouvée facilitée. En effet, pour réduire les coûts de fabrication — impératif très important dans des matériels grand public produits à des dizaines voire à des centaines de milliers d'exemplaires — les fabricants de circuits intégrés ont développé des circuits spécialement adaptés à la télécommande des récepteurs TV. Ceux-ci sont d'une mise en œuvre ridiculement simple et, avec un peu de réflexion et une poignée de composants externes, ils peuvent résoudre une partie de nos problèmes.

Le SL 490 de Plessey

Plusieurs fabricants proposent de tels circuits ; nous avons choisi Plessey car l'émetteur et les récepteurs sont d'approvisionnement facile chez de nombreux distributeurs de composants. Par ailleurs, cet article étant surtout une suite de recettes, il est facile d'adapter les parties émission et réception aux circuits d'autres fabricants ; il suffit pour

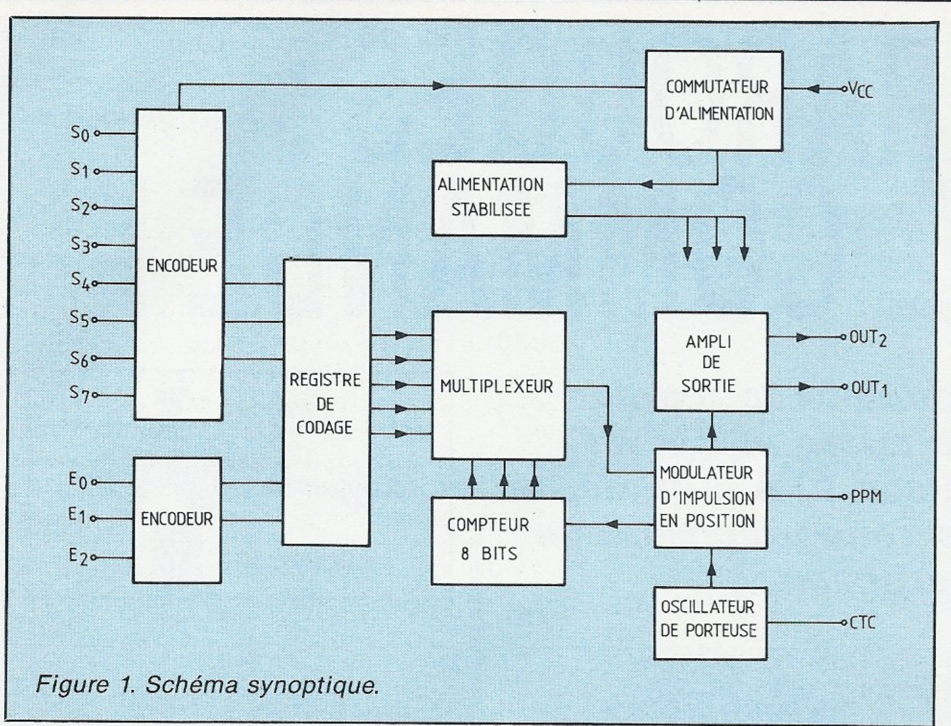


Figure 1. Schéma synoptique.

cela de se procurer leurs fiches techniques et d'utiliser le schéma qui y est publié.
Le SL 490 est donc un circuit pour télécommande à infrarouges ou à ultrasons fonctionnant par modulation d'impulsions en position ce qui confère aux signaux transmis une très bonne immunité aux bruits. Le codage des informations transmises se fait sur 5 bits ce qui permet de disposer de 32 commandes différentes. La vitesse de transmission, enfin, peut être réglée de 1 bit par seconde à 10 K bits par seconde. D'autres possibilités sont offertes par ce circuit telle la mise en veille automatique visant à réduire la consommation lorsqu'aucune touche du clavier de commande n'est actionnée mais cela nous intéresse beaucoup moins compte tenu de la destination que nous voulons donner à ce montage.
La mise en œuvre «normale», c'est-à-dire pour une utilisation en télécommande de récepteur TV, est extrêmement simple comme vous pouvez le constater à l'examen de la **figure 2.** Un clavier matricé à 32 touches est connecté entre les lignes S0 à S7, E0 à E2 et la masse ; la seule contrainte étant que la résistance de contact de chaque touche soit inférieure à 1000 Ω. Le mode de connexion des pattes SV, PPM et CTC permet de choisir le fonctionnement en infrarouges ou en ultrasons tandis que le potentiomètre ajustable de 47 000 Ω fixe la vitesse de transmission des impulsions représentant le code transmis.
En mode infrarouge, la sortie des impulsions a lieu sur la patte OUT1. Un amplificateur à deux transistors se charge alors d'amener celles-ci à un niveau suffisant pour les LED infrarouges.
Le type et le nombre de ces dernières peuvent varier : c'est pour cette raison que la valeur de la résistance RL située dans l'émetteur du BD 437 n'est pas précisée sur le schéma. Pour une utilisation très directive, deux, voire une, LED suffisent alors que pour un fonctionnement multidirectionnel, trois ou quatre LED conviennent bien mieux. Plusieurs types de LED infrarouges existent sur le marché ; les LED de faible puissance telles les TIL 32 de Texas, par exemple, ou des modèles plus énergiques telles les TIL 38 toujours chez Texas. Leur longueur d'onde d'émission est identique (940 nm) mais le courant de crête qu'elles peuvent admettre et, donc la portée de l'émetteur, sont très différents. La TIL 32 n'admet que 30 mA de courant continu permanent et 300 mA en impulsions de moins de 10 µs de large tandis que la TIL 38 admet 100 mA en permanence et jusqu'à 1 ampère en impulsions (10 µs de large, rapport cyclique inférieur ou égal à 1 %).
Dernier point à signaler à propos du schéma de la figure 2, il s'alimente sous toute tension comprise entre 9 et 15 volts sans qu'une stabilisation soit nécessaire. Un régulateur interne est prévu dans le SL 490, comme indiqué sur son synoptique, pour alimenter les parties «critiques» du circuit.

Utilisation micro-informatique

Il suffit de très peu de choses pour transformer le schéma de la figure 2 en un montage pouvant être commandé par une carte d'interface parallèle de micro-ordinateur par exemple. La **figure 3** est là pour vous en persuader ; en effet nous y retrouvons l'intégralité des composants de la figure 2 mais, cette fois-ci, le clavier a été remplacé par des interrupteurs statiques CMOS bien connus : les 4016 (ou leurs équivalents plus récents et plus performants, les 4066).
Sur cette figure nous n'avons représenté que le remplacement de 4 touches par des 4016 car cela correspondait à un seul boîtier de ce type,

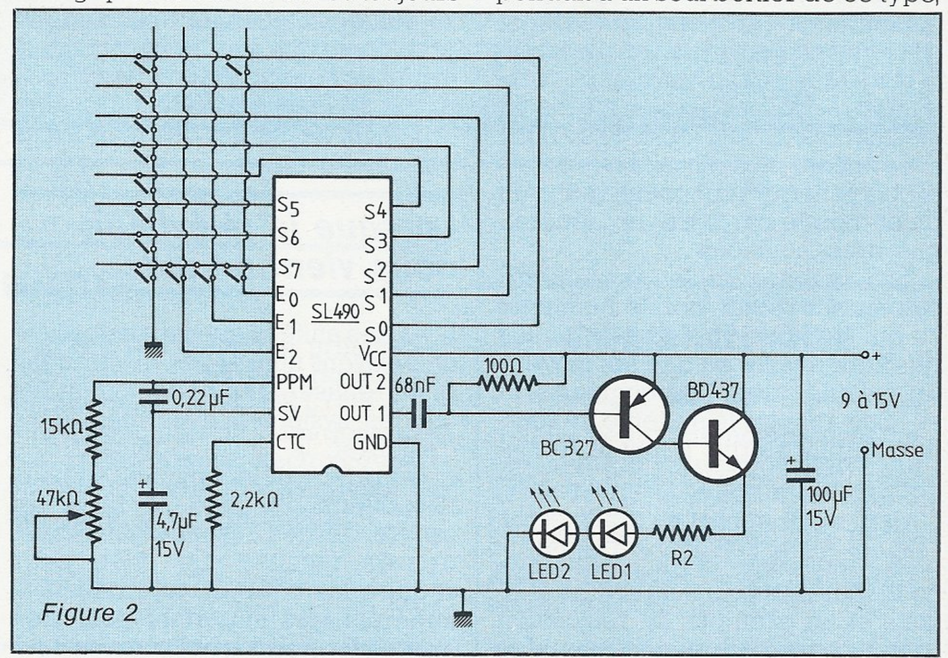


Figure 2

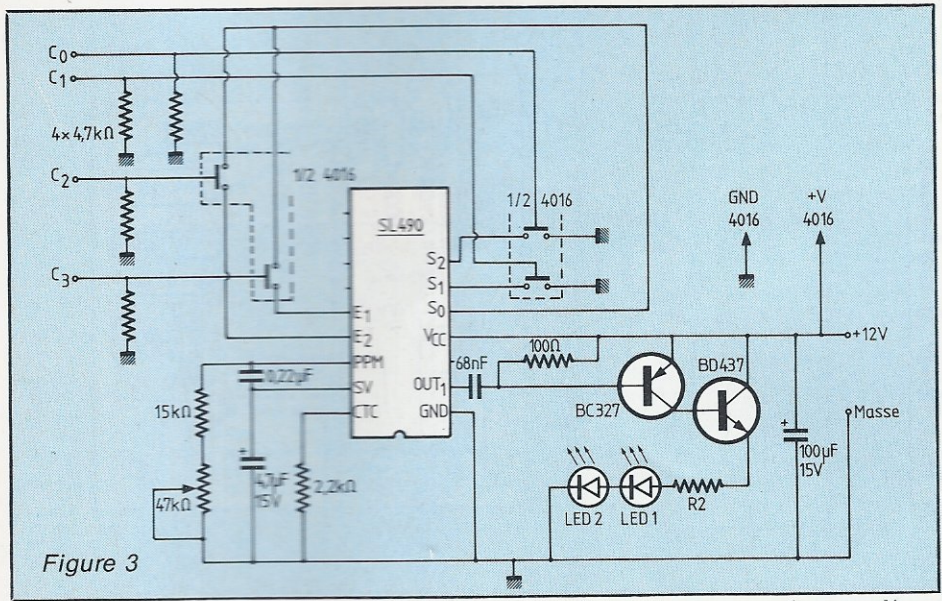


Figure 3

mais il va de soi que toutes les touches peuvent être traitées de la sorte.

Les entrées de commande des 4016 sont ramenées à la masse par des résistances ce qui, lorsque celle-ci ne sont pas utilisées, maintient les interrupteurs correspondants en position ouverte.

Afin que le 4016 puisse fonctionner correctement compte tenu des niveaux qu'il a à commuter, il faut qu'il soit alimenté par la même tension que celle du SL 490 soit de 9 à 15 volts. Nous avons mis 12 volts sur la figure, une tension généralement disponible dans tout micro-ordinateur. Cela signifie que les entrées de commande des 4016, C0 à C3 sur la figure 3, ne sont pas compatibles TTL mais sont compatibles CMOS alimentés sous 12 volts. Si la compatibilité TTL est nécessaire à l'interface devant piloter cet ensemble, il suffit d'ajouter devant chaque entrée Cx le montage de la **figure 4.** Attention, ce montage est un inverseur logique ce qui signifie que pour qu'un interrupteur de 4016 soit fermé (c'est-à-dire pour que la touche qu'il remplace soit enfoncée) il faudra appliquer un niveau logique TTL bas à l'entrée du montage de la figure 4.

Plus de possibilités de commande

Nous avons dit qu'il était possible de remplacer toutes les touches du clavier du SL 490 par des 4016 si l'on voulait disposer de plus de commande que ce que proposait la figure 3. C'est exact, mais il est alors souhaitable de commander ces nombreux 4016 intelligemment; en effet, si vous vous limitez à effectuer simplement cette substitution, vous allez devoir disposer de 16 lignes sorties pour commander (par exemple) les 16 interrupteurs contenus dans vos 4016.

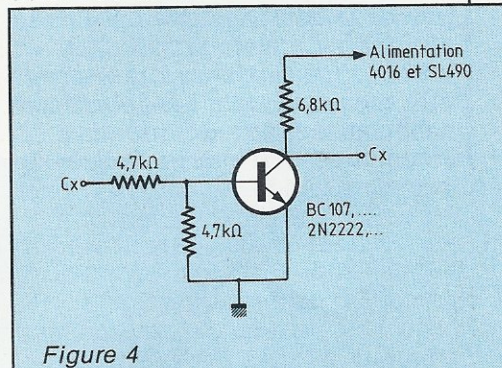


Figure 4

La **figure 5** vous propose un moyen simple de commander vos 16 interrupteurs au moyen de 4 lignes de sorties parallèles seulement, ce qui est déjà plus logique. Un simple décodeur 4 vers 16 y est utilisé pour, à partir du code binaire appliqué sur ses entrées A, B, C, D, commander un des interrupteurs reliés à l'une de ses 16 sorties S0 à S15. Le circuit retenu pour cela est un 4514 en technologie CMOS ce qui lui permet, s'il est alimenté par la même source que celle qui alimente les 4016 et le SL 490, de pouvoir être connecté directement aux entrées de commande des 4016. Si ce montage est utilisé, les résistances de rappel à la masse de ces entrées ne sont plus utiles.

La table de vérité de ce circuit est évidente : une seule sortie est à 1 à un instant donné, c'est celle dont le numéro est codé en binaire sur les entrées D, C, B, A. Ainsi 1010 fait passer à 1 la sortie S10. Cette façon de procéder présente l'inconvénient de faire transmettre en permanence une commande correspondant au code se trouvant appliqué sur D, C, B, A au repos. Si cela vous gêne, il suffit d'utiliser l'entrée INHIBIT du 4514 qui, lorsqu'elle est mise à 1, fait

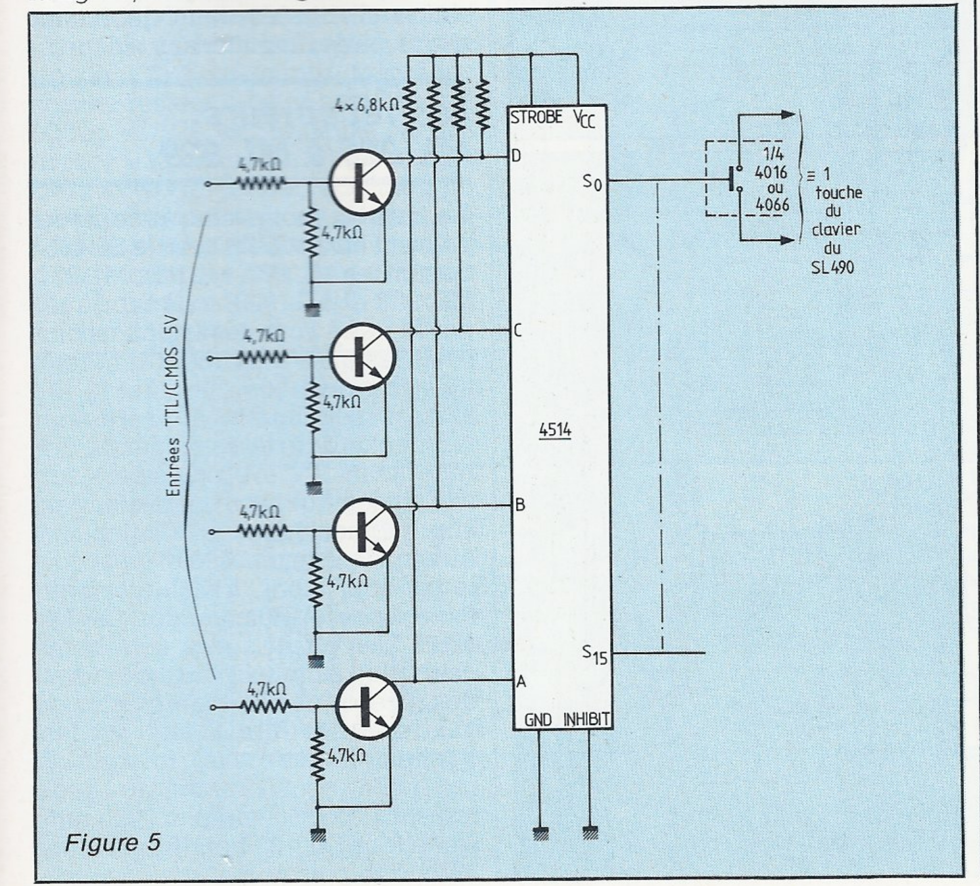
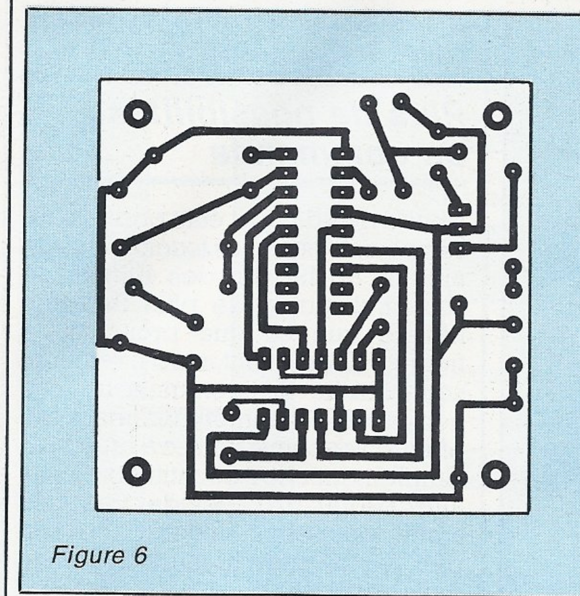


Figure 5


Figure 6

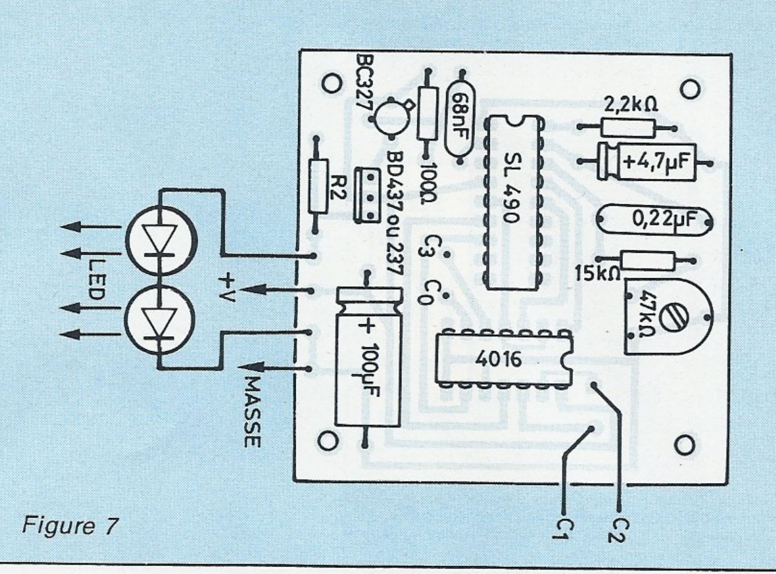


Figure 7

passer toutes les sorties à 0. Pour assurer la compatibilité TTL en entrée, quatre transistors peuvent être montés devant le 4514 comme schématisé figure 5.

Figure 8

Un exemple de réalisation

Pour vous permettre de passer aux actes et d'essayer un peu les composants présentés, nous avons dessiné un petit circuit imprimé qui supporte tous les composants de la figure 3 à l'exception des résistances de rappel à la masse de C0 à C3. Ce montage vous permet donc de disposer de quatre possibilités de commandes différentes ; ce n'est pas beaucoup mais cela présente l'intérêt de pouvoir faire très facilement des essais de portée du faisceau infrarouge **(figures 6 et 7).**

La réalisation, très simple, se passe de commentaire. Le BD 437 peut être remplacé par un BD 237 moins performant mais plus facile à trouver. La résistance R_L est à déterminer en fonction des diodes et du courant que celles-ci peuvent admettre. Elle se calcule de la façon suivante :

$RL = (V_A - N \times V_F) / I$ où V_A est la tension d'alimentation du montage, V_F est la tension directe aux bornes de la diode lorsqu'elle est parcourue par le courant I, N est le nombre de diodes et I est le courant traversant les diodes.

Pour une diode type TIL 38, R_L peut descendre sans risque jusqu'à 47 Ohms et pour deux TIL 38 en série, elle peut descendre jusqu'à 22 Ohms. Si vous disposez d'un oscilloscope, il vous est possible de mesurer le courant de crête dans la diode en regardant l'impulsion de courant aux bornes de R_L et en appliquant tout simplement la loi d'Ohm.

Le fonctionnement du montage est immédiat, le potentiomètre ajustable ne pouvant être réglé qu'en présence d'un récepteur dont nous allons parler maintenant.

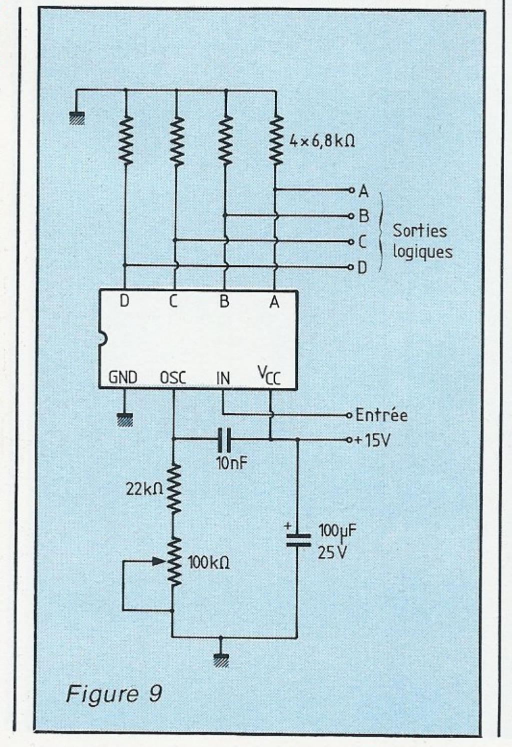
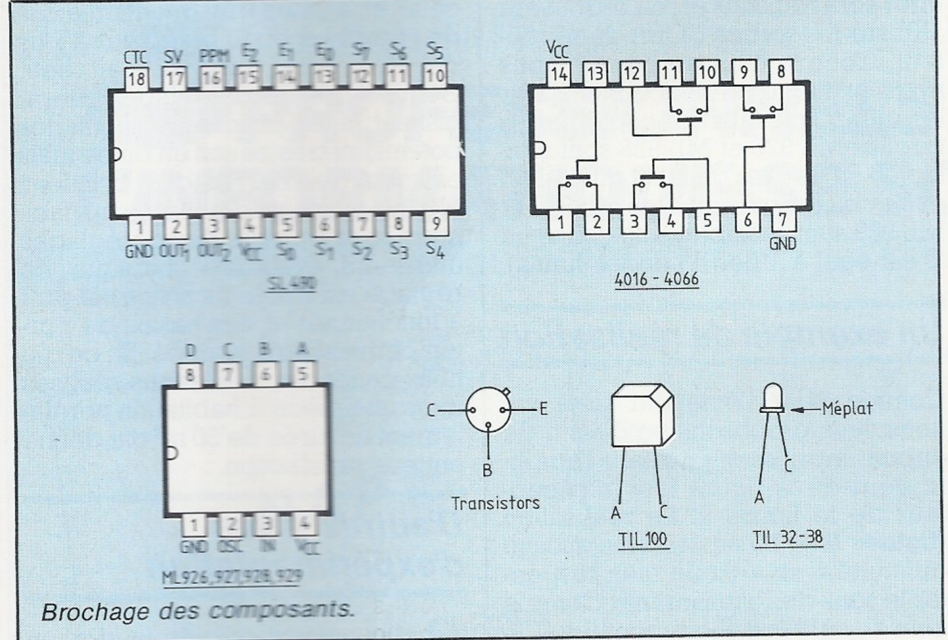


Figure 9

Les récepteurs ML 926 à ML 929

Il existe au moins cinq récepteurs pouvant être utilisés avec le SL 490 ; ce sont les ML 922, ML 926, ML 927, ML 928 et ML 929, tous fabriqués par Plessey. Pour nos appplications, seuls les quatre derniers vont retenir notre attention ; en effet le ML 922 est spécifiquement prévu pour les fonctions de télécommande des récepteurs TV avec plusieurs sorties analogiques qui correspondent aux augmentations ou diminutions du son, de la luminosité et de la couleur dont sont habituellement munies ces télécommandes. Les ML 926 à 929, quant à eux, sont beaucoup plus simples puisque ce sont des récepteurs disposant chacun de quatre sorties A, B, C et D sur lesquelles on retrouve, lorsque la réception est correcte, le code transmis par l'émetteur. Comme l'émetteur SL 490 peut transmettre 32 codes puisqu'il admet des cla-

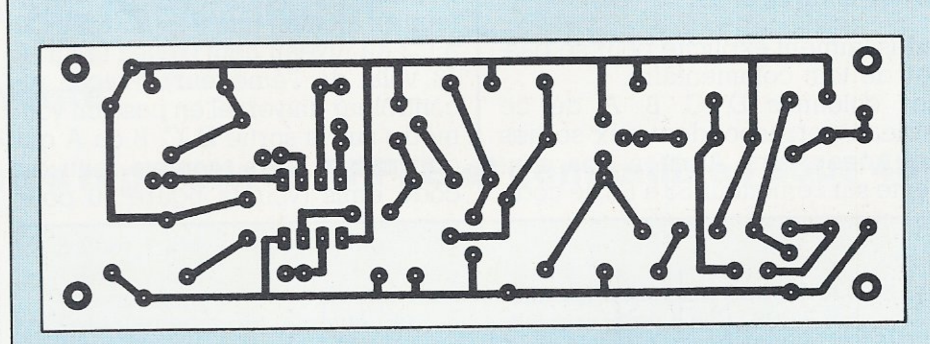


Brochage des composants.

viers à 32 touches et que les circuits n'ont que quatre sorties et ne peuvent donc que délivrer 16 codes, il y a deux jeux de circuits : les ML 926 et 928 reçoivent les codes «bas» (de 0 à 15) alors que les ML 927 et 929 reçoivent les codes «hauts» (de 16 à 31).

Indépendamment de cette distinction, les ML 926 et 927 présente la particularité de n'offrir le code reçu sur leurs sorties que pendant la phase de réception de celui-ci. Dans le cas contraire, c'est-à-dire non réception ou réception erronée (mauvais code ou code ne correspondant pas au circuit) toutes les sorties restent à l'état bas. Les ML 928 et ML 929, en revanche, ont des sorties «latchées» qui conservent le dernier code valide reçu. Malgré ces distinctions tous les circuits suivent le même schéma de mise en œuvre qui vous est proposé **figure 9 ;** là aussi on peut difficilement faire plus simple.

Le circuit est alimenté sous une tension comprise entre 14 et 18 volts (en fait il fonctionne encore sous 12 volts ce qui peut rendre bien des services dans une application micro-informatique). Les composants R - C externes permettent de régler l'horloge de réception sur une vitesse compatible avec celle de l'émetteur et c'est tout. Les quatre sorties sont au niveau bas au repos et passent à 1 en fonction des codes reçus. Ce circuit doit recevoir les impulsions transmises par l'émetteur infrarouge avec un niveau suffisant ; il faut donc le faire précéder d'un récepteur infrarouge et d'un ampli. Un tel schéma vous est proposé **figure 8.** Une diode réceptrice infrarouge (une TIL 100 de Texas par exemple) est polarisée en inverse devant un amplificateur à grand gain réalisé avec T1. Un filtre rudimentaire élimine les composantes basse fréquence du signal et une nouvelle amplification énergique a lieu au moyen de T2 puis de T3. L'étage T4 enfin réalise une mise en forme du signal et une inversion de celui-ci afin de le rendre apte à commander les récepteurs ML 92X. Les transistors T2 et T4 sont des BC 109 C ou BC 549 C ou des équivalents à grand gain tandis que T1 et T3 sont du même type mais en PNP (par exemple BC 159 C, BC 559 C ou autres). La diode infrarouge peut être de n'importe quel type mais il faut que la longueur d'onde à laquelle elle est le plus sensible soit compatible avec celle émise par les diodes de l'émetteur. C'est le cas pour les couples TIL 32 - TIL 100 ou TIL 38 - TIL 100. La détermination des codes transmis par l'émetteur en fonction des touches actionnées est indiquée par le tableau de la **figure 10** qui est


Figure 11

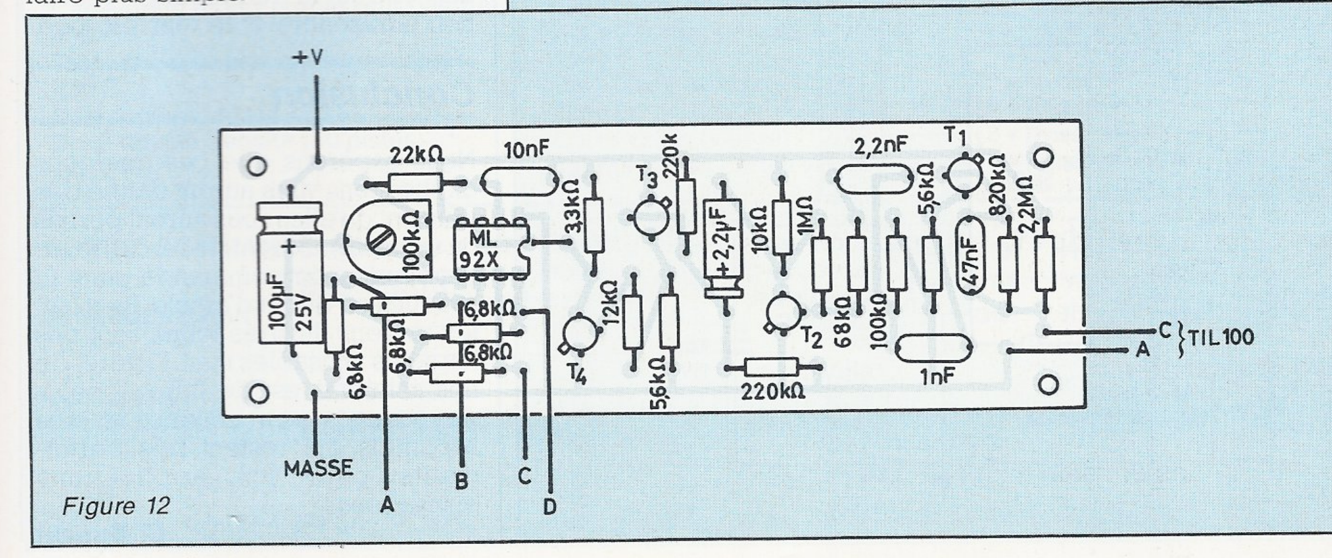
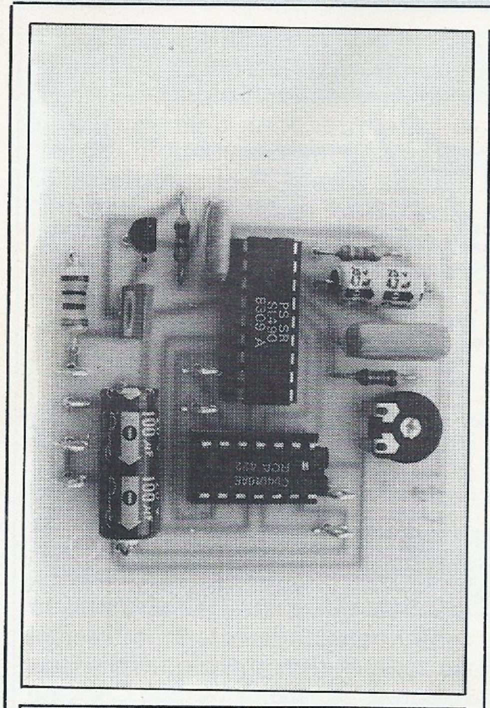


Figure 12



CODE TRANSMIS					CONNEXION ENTRE
E	D	C	B	A	
X	Y	Z	0	0	S_N — MASSE
X	Y	Z	0	1	S_N — E_2
X	Y	Z	1	0	S_N — E_1
X	Y	Z	1	1	S_N — E_0

Figure 10. Valeur des codes transmis en fonction des connexions établies sur le SL 490. N = valeur décimale de XYZ. Exemple : code 10101 d'où XYZ = 101 d'où N = 5 ce qui implique une connexion entre S_5 et E_2.

suffisamment explicite pour se passer de tout commentaire.
Les colonnes D, C, B, A de ce tableau correspondent aux sorties des récepteurs. Ainsi, si l'on connecte sur l'émetteur S3 à E2, le code 01101 sera transmis et l'on retrouvera 1101 sur les sorties DCBA du récepteur. Compte tenu de ce que nous avons expliqué précédemment pour les différents circuits récepteurs, les circuits ML 926 et ML 928 sont sensibles aux codes où E est nul (les 16 codes bas) tandis que les ML 927 et ML 929 sont sensibles aux codes où E est égal à 1 (les 16 codes hauts).

Un exemple de réalisation

Comme pour l'émetteur déjà vu, nous vous proposons un dessin de circuit imprimé supportant l'amplificateur de la figure 8 et le récepteur de la figure 9. La réalisation **(figures 11 et 12)** ne présente aucune difficulté si ce n'est de bien respecter le sens des composants. Compte tenu du câblage choisi pour les 4016 de la carte émetteur, il faudra choisir pour le récepteur un ML 926 ou un ML 928 puisque ce sont les circuits sensibles aux codes «bas».
Le fonctionnement du circuit est quasiment immédiat après ajustement des potentiomètres de l'émetteur et du récepteur. Pour cela, placez ces deux sous-ensembles avec les diodes émettrices et réceptrices se faisant face à quelques centimètres de distance. Validez alors un des interrupteurs du 4016 de l'émetteur en mettant une des entrées C0 à C3 au niveau haut (reliez la au + 12 volts de l'émetteur). Placez un contrôleur universel en position voltmètre sur la sortie D, C, B ou A qui doit passer à un, compte tenu du code émis (voir la figure 10 pour cela) et ajustez les potentiomètres de l'émetteur et du récepteur à tour de rôle pour que cela ait lieu. Comme ces deux réglages interagissent, faites en sorte qu'aucun des potentiomètres ne soit en butée mais essayez de trouver des positions plus ou moins médianes, ce qui facilitera le rattrapage des déréglages ultérieurs éventuels. Lorsque ce réglage est fait, le montage est prêt à fonctionner et des essais de portée peuvent être réalisés. En ce qui nous concerne, des essais réalisés dans une pièce d'habitation normalement éclairée de 30 m² ont donné entière satisfaction.

D'autres voies d'expérimentation

Nous ne vous apprendrons rien en vous rappelant que les infrarouges sont des rayons lumineux et que, en conséquence, ils se propagent en ligne droite et ne peuvent traverser la matière. Ils restent cependant utilisables dans des pièces de dimensions courantes du fait de leur réflexion sur les objets et sur les murs.
Si, maintenant, vous souhaitez porter hors des limites d'une pièce ou si vous voulez que votre montage fonctionne sans problème même s'il y a des obstacles mobiles (êtres humains généralement) dans la pièce, vous pouvez essayer les ultrasons. Nous n'allons pas reprendre toute cette description mais nous voulons simplement vous montrer, grâce à la **figure 13,** que le SL 490 se prête merveilleusement bien à une telle utilisation.
Pour ce qui est du récepteur, il suffit de remplacer l'amplificateur de la figure 8 par un amplificateur accordé sur la fréquence de réception ultrasonore et le tour est joué.

Conclusion

Nous espérons que ces quelques explications vous auront donné des idées et qu'elles vous auront permis ou vous permettront de résoudre les problèmes de commande sans fil évoqués en début d'article. Bien sûr, les moyens illustrés ici ne sont pas les seuls utilisables mais l'intérêt de nos schémas est de faire appel à des circuits peu coûteux et très répandus qui restent très performants pour les applications envisagées.

C. Bugeat

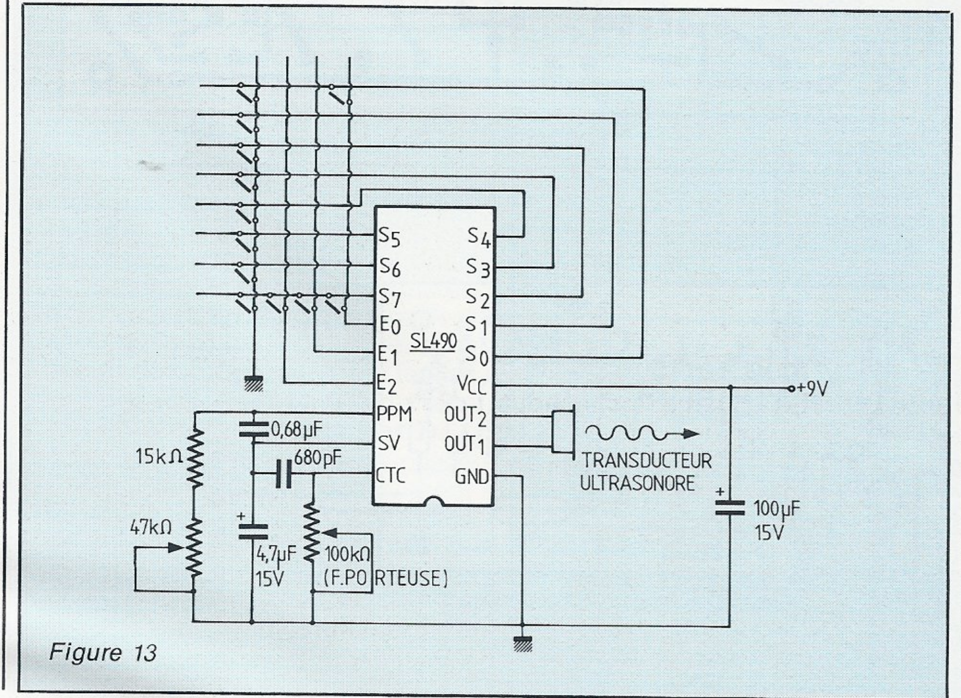


Figure 13

MODULES DE CONVERSION

Deux nouveaux modules de conversion viennent d'être mis sur le marché. Le premier, le GPAD-R permet de connecter un ordinateur au standard IEEE-488 à une imprimante fonctionnant en liaison série RS232 : l'adresse GPIB ainsi que la vitesse de transmission (75 à 9600 bands) sont sélectionnées par commutateur (prix du GPAD-R : 3 695 F TTC). Le second module, GPAD-C, permet la conversion IEEE-488 au standard parallèle Centronics (prix : 3 045 F TTC). Ces modules sont livrés avec câbles et alimentation, et sont distribués par Gradco France, 24, rue de Liège 75008 Paris. Tél. : 294.99.69.

LECTEUR DE CARTOUCHES

Le «Quick Data Drive» est un lecteur de cartouches prévu pour fonctionner avec un Commodore 64 ou un VIC 20. Il ne mesure que 12×15×5,5 cm et ne devrait pas dépasser 1 000 F TTC. Les cartouches, à bande sans fin, sont disponibles en 4 versions 12,32, 64 et 128 K ; le chargement d'un programme est 6 fois plus rapide qu'avec une cassette normale. Quant au temps d'accès il est lié au type de cartouche. Avec ce lecteur est fourni une cartouche «master» contenant le «QOS» (système d'exploitation du Quick Data qui s'apparente à un DOS) et une cartouche vierge 32 K (les cartouches sont vendues entre 50 et 85 francs selon le type). Distribution : Eureka Informatique, 39, rue Victor Massé 75009 Paris.

INTERFACE DE COMMANDE

Se lancer dans l'automatisation de petits processus domestiques ou autres suppose l'acquisition d'interfaces spécifiques entre un micro-ordinateur et les charges à commander. Le micro I/O de Cortical se connecte à la sortie RS232 d'un micro : il possède 8 entrées et 8 sorties indépendantes et existe en deux versions, l'une pour sorties alimentées en alternatif (220 V, 8×2A), l'autre pour sorties alimentées en continu (40 V, 8×2A). Le fonctionnement du Micro I/O se fait soit par programme, soit par lecture des états des capteurs reliés aux entrées. Notons qu'il est possible de coupler jusqu'à 4 Micro I/O sur la même sortie RS232 du micro-ordinateur. Fabricant : Cortical France, 31, rue du Pont 92200 Neuilly s/Seine.

LISP SUR MICRO

A part quelques exceptions, le langage LISP était, jusqu'à présent, réservé à des ordinateurs puissants. La société ACT Informatique vient pourtant d'implanter une version du LISP, «Le-LISP», sur plusieurs micro-ordinateurs dont l'IBM-PC, le Micral 30, l'Olivetti M24, le Mac Intosh. Cette réalisation s'est faite en collaboration avec le concepteur de cette version, Jérôme Chailloux (INRIA), une version «micro» qui reste compatible avec les autres machines supportant LE LISP (Vax Unix, Multics, Perkin Elmer 32/50, etc.) et qui sera vendue 4 000 F environ. ACT annonce le lancement prochain d'un «kit» d'intelligence artificielle qui permettra de se familiariser sur les problèmes spécifiques à l'I.A. et avec, en particulier, les systèmes experts. ACT informatique, 12, rue de la Montagne-Ste-Geneviève 75005 Paris.

OSCILLATEURS HYBRIDES

Connor Winfield vient de sortir une série d'oscillateurs hybrides en sortie TTL. La série S14 R1 couvre la gamme 3-25 MHz avec une précision de ± 0,01 % dans une plage de température allant de — 25 à 75 °C. Ces oscillateurs sont présentés en boîtiers DIL. Distributeur : Equipements Scientifiques S.A. 54, rue du 19 janvier B.P. n° 26, 92380 Garches.

SORD IS 11C

La société Sord vient de mettre sur le marché un nouvel ordinateur portable, l'IS 11C, avec écran à cristaux liquides de 25 lignes de 80 caractères. Destiné au bureau, il possède un certain nombre de logiciels câblés dont un traitement de textes, un bloc-notes, une calculatrice et un ensemble de fonctions de communication permettant son utilisation en teminal d'un autre ordinateur en émulation VT 100. L'unité centrale est organisée autour d'un Z 80A-CMOS (3,4 MHz), d'une ROM de 72 K (extensible à 128 K) et d'une RAM de 80 K. Interfaces : série, parallèle, code à barre, clavier numérique déporté, disquettes, cassette, modem intégré. Prix : 13 000 F HT. Terminons en signalant une prise de participation de Toshiba au capital de cette société. Distributeur : GEPSI ZI d'Antony, 7, rue M. Berthelot, 92160 Antony. Tél. : (1) 666.21.81.

LA COMMANDE NUMÉRIQUE

Sous ce titre appartenant à la collection *Encyclopédie des sciences et des techniques* éditée par NUM/Nathan on pourra se faire une idée précise de ce que recouvre la commande numérique des machines : dialogue homme/machine, mise en œuvre, évolution vers les cellules et ateliers flexibles, etc. Un petit livre fort bien illustré qui fait le tour en une soixantaine de pages de la question, avec de nombreux exemples commentés.

CLAVIER MECANIQUE POUR TO 7

Les claviers statiques ne sont pas très agréables à manipuler, il faut bien le reconnaître. Péritek propose pour les Thomson TO 7 et TO 7-70, un clavier mécanique qui devrait améliorer considérablement le confort de ces machines. Le fabricant (du clavier) annonce que 10 à 15 minutes suffisent pour pratiquer le changement sans connaissance ni outils spéciaux (un simple tournevis suffit). Ce clavier est proposé à 750 F TTC et devrait être disponible dans près de 500 boutiques en France. Fabricant : Peritek 38 à 46 rue de Bruxelles 69100 Villeurbanne. Tél. : (7) 889.97.10.

INTERFACE SERIE/PARALLELE

Cette interface offre la possibilité aux utilisateurs de relier un micro-ordinateur équipé d'une sortie V24 à un périphérique équipé d'une prise de type Centronics. On peut sélectionner la vitesse de transmission de 600 à 9600 bauds et le format des données (7 ou 8 bits). Le boîtier, à connecteur intégré, s'enfiche directement dans le connecteur du périphérique. Prix : 1 150 F HT ou 1 370 F HT avec mémoire tampon de 8 k. Distribution : Neol, 4a, rue Nationale 67800 Bischheim - Strasbourg. Tél. : (88) 62.37.52.

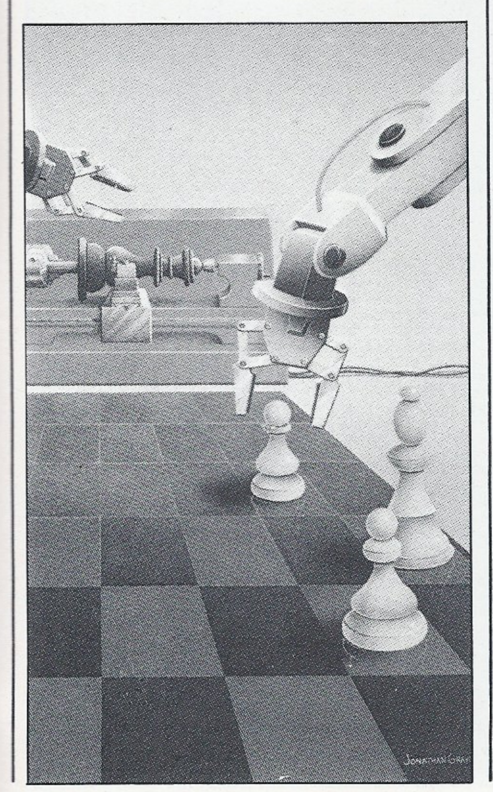
NOGETEL

L'interface Nogetel remplit deux fonctions : en mode «buffer» elle permet de réaliser une conversion série/parallèle avec mémoire tampon de 2k ou 8k ; en mode «Copie» elle permet d'effectuer une copie d'un texte reçu en mémoire vers une imprimante, après pression sur un bouton poussoir. (6 vitesses disponibles, de 150 à 9600 bauds). Tél. : (8) 356.89.57.

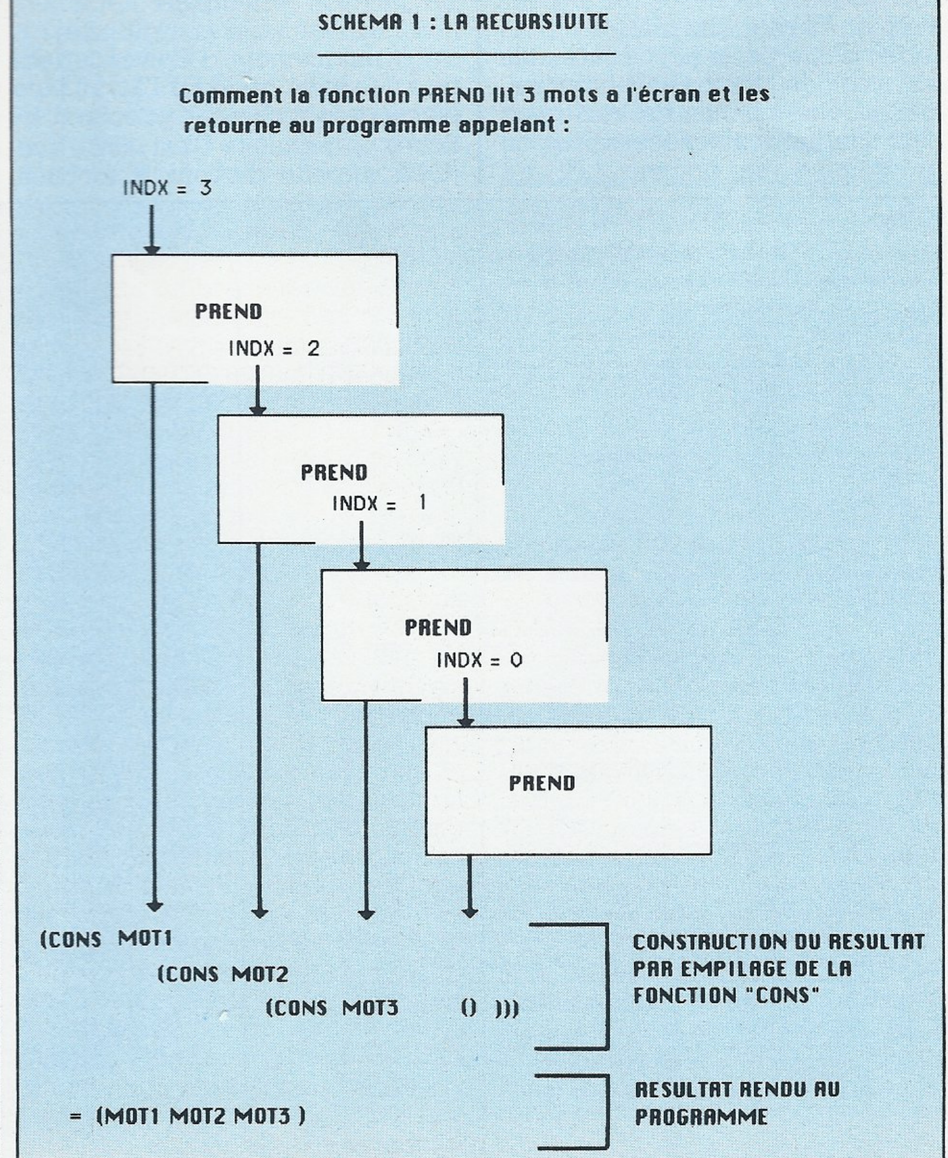
LISP

Ce langage se dispute avec d'autres l'hégémonie de la programmation en matière d'intelligence artificielle. Voici pour vous l'occasion de mieux le connaître.

Ce troisième article à propos du langage LISP, va être le premier réellement consacré à la programmation en LISP. Les exemples et programmes présentés pourront être écrits en NANOLISP dont le listing a été publié dans *Micro et Robots* de mars 85. Rappelons que les lecteurs disposant d'un APPLE II (+, C ou E) et le langage PASCAL UCSD peuvent commander les disquettes contenant les sources commantées de NANOLISP et MICROLISP en s'adressant à *Micro et Robots*, 2-12, rue de Bellevue, 75019 Paris qui leur précisera les conditions de vente.



La dernière fois, nous terminions par un petit jeu à programmer en LISP dont une des solutions est présentée dans l'**encadré 1** et que nous



allons utiliser comme support pour illustrer quelques notions LISP de base.

Un (petit) jeu de mémoire

Il s'agit pour ce programme de lire un certain nombre de mots entrés au clavier par le joueur, puis après mémorisation de comparer une nouvelle série de mots avec ceux mémorisés afin d'afficher le nombre de mots retrouvés (sans attacher d'importance à leur ordre).

On peut, comme c'est souvent le cas pour la conception de programmes informatiques, découper le problème en tâches indépendantes : deux grandes étapes dans le jeu, l'enregistrement des mots tout d'abord puis la recherche d'un mot nouveau dans l'ensemble des mots connus. On peut aussi remarquer que ces «modules» du programme ont tous les deux besoin de lire des mots au clavier, ce qui fera alors l'objet d'une petite procédure utilisée par les deux «sous-programmes». Cette fonction de lecture, la plus simple des 4 nécessaires au programme, se nomme LIT, n'a besoin d'aucun paramètre en entrée et rend le mot lu au programme appelant en sortie. Son rôle est simplement d'afficher un message sur l'écran et de lire le clavier de la machine. La définition d'une fonction LISP est très simple : la fonction DE placée en tête d'une liste annonce la définition d'une fonction, tout de suite après DE doit se trouver le nom de cette fonction puis la liste des paramètres ou simplement une liste vide dans le cas (comme ici) où il n'y a aucun paramètre en entrée et enfin le corps de la fonction, c'est-à-dire une suite d'expressions LISP qui seront évaluées au moment de l'appel. Une fonction LISP rend toujours un résultat dont le programme principal peut ou non faire usage : ce résultat est la dernière expression évaluée dans la fonction; dans le cas présent ce sera toujours (READ) et la fonction LIT transmettra bien en retour le mot lu au clavier.

La fonction principale JOUE est aussi très facile à comprendre : il s'agit uniquement d'activer la lecture des mots, de vider l'écran puis d'activer la recherche et enfin d'afficher le résultat. C'est ainsi que JOUE appelle d'abord la fonction PREND avec le nombre 5 (rappelons que NANOLISP ne connaît pas les nombres en notation usuelle mais sous forme de liste dont la longueur est le nombre représenté) lui indiquant qu'il y a 5 mots à lire, réalise ensuite un certain nombre de PRINT pour vider l'écran puis active enfin la fonction CHERCHE en lui indiquant aussi qu'il y a 5 mots à demander et à rechercher. La fonction CHERCHE étant en dernière position dans JOUE, celle-ci rendra directement le résultat de la recherche qui sera bien sûr le score du joueur et le résultat sera affiché automatiquement par LISP. Signalons une autre écriture possible pour JOUE :

```
(DE JOUE(NOMBRE)
    (PREND NOMBRE)
    (PRINT ' .) ... (PRINT ' .)
    (PRINT 'A-VOUS)
    (CHERCHE NOMBRE))
```

Il est alors possible de jouer avec n'importe quel nombre de mots à condition d'activer la fonction sous la forme :

```
(JOUE '(I I I I I))
```

Remarquons aussi qu'au moment des appels de PREND et CHERCHE, NOMBRE puisqu'il n'est pas précédé de l'apostrophe (appelée

Encadré 1 : programme jeu en LISP.

```
;LA FONCTION PRINCIPALE
(DE JOUE()
      (SETQ MOTSLUS (PREND '(I I I I I)))  ;LIT 5 MOTS ET LES STOCKE
                                           ;DANS MOTSLUS
      (PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.) ;REMPLISSAGE
      (PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.) ;D'UN ECRAN POUR
      (PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.) ;FAIRE DISPARAITRE
      (PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.) ;LES 1ERS MOTS
      (PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)(PRINT '.)
      (PRINT 'A-VOUS)
      (CHERCHE MOTLUS '(I I I I I)))       ;DONNE 5 ESSAIS POUR RETROUVER
                                           ;LES MOTS DE MOTSLUS

;LECTURE D'UN MOT PRECEDEE D'UNE "INVITE"
(DE LIT() (PRINT 'MOT:) (READ))

;LECTURES DES INDX PREMIERS MOTS
(DE PREND (INDX)
     (COND
       ((EQ INDX ()) () )                     ;PLUS RIEN A LIRE
       ( T (CONS (LIT) (PREND (CDR INDX)))))) ;LIT UN MOT ET PASSE A LA SUITE

;COMPARE "INDX" NOUVEAUX MOTS AVEC LES MOTS DE MOTSLUS
(DE CHERCHE (MOTLUS INDX)
  (COND
    ((EQ INDX ()) (PRINT 'RESULTAT) () ) ;PLUS D'ESSAIS POSSIBLES
    (T (CONS    ;CONSTRUCTION DE LA LISTE RESULTAT DONT LE 1ER
                ;ELEMENT (LE CAR) EST LE RESULTAT POUR LE MOT COURANT ET LE
                ;RESTE (CDR) UN APPEL RECURSIF A CHERCHE
      (COND
            ((EQ (PRESENT (LIT) LL) T) 'I) ;1 - LIT UN MOT
                                           ;2 - VERIFIE S'IL EST DANS MOTLUS
                                           ;    EN APPELANT PRESENT
                                           ;3 - SI PRESENT REND VRAI (T),
                                           ;    I SERA "RENDU" PAR L'EXPRESSION
                                           ;    POUR SIGNIFIER 1 SUCCES
            (T () )) ;LE MOT COURANT N'EST PAS
                     ;DANS MOTSLUS, LE RESULTAT EST DONC ()

      (CHERCHE (MOTSLUS CDR INDX)) )))) ;APPEL RECURSIF AVEC INDX DIMINUEE DE 1
                                        ;ELEMENT POUR LES ESSAIS SUIVANTS

;TESTE SI MOT EST PRESENT DANS MOTLUS
(DE PRESENT (MOT MOTSLUS)
  (COND
    ((EQ MOTSLUS ()) ())         ; MOTSLUS EST VIDE -> ECHEC
    ((EQ MOT (CAR MOTSLUS)) T) ;MOT EST LE 1ER ELEMENT DE MOTSLUS -> SUCCES
    (T (PRESENT MOT (CDR MOTSLUS)))));SINON ON CONTINUE
```

Note : les mots suivants les points-virgules sont des commentaires et ne font pas partie du programme.

Encadré 2 : fonctions du Nanolisp.

```
NOM        FONCTION
'       le QUOTE indique a LISP que l'expression immediatement
        suivante ne doit pas etre evaluee mais consideree telle
        quelle .
        A = *** ERREUR ATOME INDEFINI
        Mais
        'A= A
CAR     Rend le premier element d'une liste
         (CAR '(A B))=A
CDR     Rend la liste sans son  premier element
        (CAR '(A B C))=(B C)
CONS    Rend la liste constituee du premier et du second parametre .
        le 2eme doit etre une liste ou NIL .
        (CONS '(A B) '(C D))=((A B)C D)
SETQ    Affecte au premier parametre (non evalue) la valeur
        du second .
        (SETQ A '(B C))=(B C)
        Donne ensuite : A = (B C)
        Les exemples suivants conservent cette valeur de A
ATOM    Rend T si le parametre est un atome
        (ATOM A)=()
EQ      Rend T si les 2 parametres ont exactement la meme
        valeur atomique
        (SETQ E 'C)
        (SETQ F 'C)
        (EQ E F)=T
        Mais
        (EQ A '(B C))=()
        On pourra facilement ecrire la fonction EQUAL qui verifie
        si les 2 parametres sont egaux au sens large (meme contenu)
COND    Execute la premiere des listes dont le CAR
        n'est pas NIL .
        (COND
          ((ATOM A) (PRINT 'ATOME))
          (T        (PRINT 'LISTE))) = LISTE
LAMBDA  Sert a la definition de fonctions
             ( (LAMBDA(X) (COND
                    ((ATOM X) (PRINT 'ATOME))
                    ( T       (PRINT 'LISTE)))
               '(A B)) = LISTE
        Le premier element de la liste est une definition de
        fonction sans nom (elle sera oubliee immediatement) et cette
        fonction est appliquee sur les parametres constituant le
        reste de la liste . La liste suivant immediatement le LAMBDA
        est la liste des parametres de la fonction .
READ    Rend l'expression LISP lue en entree
             (SETQ EXPR (READ))
PRINT   Imprime son parametre
             (PRINT A) = (B C)
TRACE   Trace les fonctions centrales de l'interprete
        (TRACE)
UNTRACE L'inverse
        (UNTRACE)
LOAD    Lit le fichier specifie comme parametre . L'extension
        .TEXT est automatiquement ajoutee par l'interprete .
        (LOAD 'MONFICHIER) = ...lecture du fichier MONFICHIER.TEXT
OBLIST  Affiche la liste des atomes connus
        (OBLIST)= ... liste des atomes
DE      Definit une fonction avec un nom.
        (DE CADR (LISTE)    (CAR (CDR LISTE)))
            nom  liste        corps de la fonction
                 parametres
                 ou NIL
QUIT    Sort de NANOLISP .
```

QUOTE en LISP) va être évalué et c'est sa valeur (soit : (I I I I I)) qui va être transmise à PREND et CHERCHE ce qui est parfaitement équivalent à l'écriture de l'encadré 1 où les appels ont directement lieu avec la valeur elle-même (dans ce dernier cas, la présence de QUOTE indique à LISP que le paramètre est directement la valeur à passer à la fonction appelée).

Le passage de paramètres

Profitons aussi des appels de fonctions pour signaler une particularité de LISP à propos du passage de paramètres. Dans tous les langages informatiques autorisant la définition de sous-programmes ou procédures ou fonctions avec paramètres (c'est-à-dire la plupart sauf le BASIC standard), il est possible d'écrire des sous-parties de programme indépendantes des noms réellement manipulées dans le programme appelant. Ainsi, la fonction

CARRE(Y) = Y * Y

Pourrait être appelée successivement pour calculer

..CARRE(NOMBRECAROTTES)...

... CARRE(NOMBRENAVETS)...

Néanmoins de nombreuses questions restent ambiguës avec une telle écriture et en particulier la suivante : une fonction a-t-elle le droit de modifier de façon visible par le programme appelant un ou plusieurs de ses paramètres ? La réponse de PASCAL à ce problème est de préciser cela au moment de l'écriture de la fonction ou procédure :

PROCEDURE EXEMPLE(VAR X:INTEGER ; Y:CHAR);

Ici les modifications sur X seront répercutées à l'extérieur, en revanche Y sera rétabli à sa valeur précédent l'activation de la fonction même s'il a été modifié par la procédure EXEMPLE . En LISP, il n'y a pas cette distinction puisque seul le deuxième cas est envisagé : *une fonction ne peut pas modifier directement les paramètres d'appels.* Un exemple pour fermer la parenthèse (LISP bien sûr) :

1 — La définition de la fonction (DE EXEMPLE(X) (SETQ X 'DANS-EXEMPLE))

2 — Initialisation d'un atome Y (SETQ Y 'HORS-EXEMPLE)

3 — La valeur de Y avant l'appel Y = HORS-EXEMPLE

4 — Appel de la fonction exemple (EXEMPLE Y)

5 — On constate que le paramètre est modifié à l'intérieur de la fonction puisque celle-ci rend : = DANS EXEMPLE

6 — Mais il a déjà récupéré son ancienne valeur après cet appel : Y = HORS-EXEMPLE

Les lecteurs disposant des listings NANOLISP et MICROLISP pourront étudier de plus près la fonction PAIRLIS qui réalise le passage et le rétablissement des valeurs des paramètres en entrée et sortie de fonctions. Retournons maintenant à l'examen du programme JEU.

La recursivité : tout un art

Si cette série concernait l'initiation au BASIC, la programmation des fonctions PREND et CHERCHE aurait été effectuée par un magnifique

FOR I=1 TO 5 etc.

et beaucoup d'énergie aurait été dépensée pour expliquer que I est une «variable de boucle», c'est-à-dire une sorte de compteur qui etc... La programmation LISP repose souvent sur analyse plus poussée de la fonction à programmer qui débouche la plupart du temps sur une écriture plus réduite (donc moins de possibilités d'erreurs). Soit donc à lire un certain nombre de mots (représenté par une liste) au clavier, si ce nombre est nul (liste vide) il n'y a rien à faire, dans le cas inverse il suffit de lire un mot et de réappliquer la même méthode en diminuant le nombre de 1. C'est exactement ce que réalise la fonction PREND dont le paramètre est le nombre de mots à lire : si celui-ci est nul elle rend nil (un synonyme de LISTE VIDE qui s'écrit ( ) en LISP), sinon elle lit un mot et s'appelle elle-même avec le CDR (c'est-à-dire la liste sans le premier élément) du nombre ce qui réalise bien une soustraction de une unité. Comme il faut aussi construire la liste des mots lus (et pas seulement compter leur passage), la fonction «rend» la liste composée du mot lu et du résultat de l'appel récursif qui lui-même est la liste composée du mot (suivant) lu etc. La mémorisation du résultat est simplement effectuée au niveau de la fonction principale JOUE grâce au (SETQ MOTLUS...). Le **schéma 1** illustre l'empilement des appels recursifs de la fonction PREND. Les fonctions CHERCHE et PRESENT obéissent au même principe de récursivité : le rôle de CHERCHE est de comparer chaque nouveau mot à la liste MOTSLUS et ceci un certain nombre de fois. CHERCHE fonctionne donc de façon symétrique à PREND : l'appel récursif réalise le comptage grâce à la liste INDX, appelle la fonction PRESENT avec un mot lu au clavier et «rend» la liste dont le CAR (la partie gauche) est le résultat pour ce mot uniquement (sous la forme d'un I pour réussite et de ( ) pour échec) et le CDR (la partie droite) est le résultat de l'appel récursif à elle-même pour les mots suivants jusqu'à épuisement de la liste de comptage INDX.

Enfin la fonction PRESENT est d'une simplicité biblique : elle rend vrai (note T en LISP) si le nouveau mot est le même que le CAR de la liste MOTSLUS et sinon s'appelle elle-même pour continuer sur le CDR de la liste MOTSLUS jusqu'à épuisement de celle-ci (et c'est alors l'échec de la recherche) ou correspondance avec un mot de cette liste (succès de la recherche).

En guise de conclusion

Un langage informatique s'apprend avant tout par la pratique, en essayant d'écrire des programmes de plus en plus performants, et non en apprenant par cœur la liste des instructions à disposition du programmeur. Cet article comme ceux qui suivront sont donc plus destinés à éclairer des aspects et des techniques de LISP plutôt que passer en revue la liste des fonctions disponibles.

Les points importants illustrés aujourd'hui sont au nombre de 3 :

— Les expressions LISP se lisent, comme en arithmétique, de l'intérieur vers l'extérieur des parenthèses.

— Une expression, une fonction LISP rend toujours un résultat et il est important de bien savoir lequel.

— La récursivité est une des forces de LISP, le passage de paramètres, une de ses faiblesses.

L'**encadré 2** rappelle les fonctions disponibles dans NANOLISP et le résultat de leur appel. A vos claviers...

J.-M. Husson

LE CIRCUIT D'INTERFACE PARALLELE 6520

Notre carte Micro 02, décrite dans le numéro de mars de Micro et Robots, remporte un vif succès. Quelques éclaircissements sur ses circuits d'interface parallèle vous permettront de mieux la maîtriser.

En marge de l'article que nous consacrons à la description de la carte micro-ordinateur Micro 02, il nous a semblé intéressant de décrire en quelques pages les circuits d'interface parallèle qui l'équipent et sans qui Micro 02 serait d'une bien piètre utilité. Nous vous proposons donc d'étudier les deux «best-sellers» en la matière que sont le 6520 et le 6522.

Généralités

Les circuits 6520 et 6522 sont les véritables «bêtes à tout faire» de la micro-informatique et ce serait bien le diable si vous ne les rencontriez pas sur tel ou tel micro-ordinateur. Ils font tous deux partie de la série des circuits d'interface parallèle, ce qui signifie que les échanges de données se font sur 8 bits à la fois et non en série. Le 6520 et le 6522 font partie de la très nombreuse famille des microprocesseurs les plus célèbres que sont les 6800, 6809 et 6502. A ce titre, leurs registres sont considérés par l'unité centrale comme une série d'emplacements-mémoire ce qui se traduit par une grande souplesse de programmation. Nous n'insisterons pas, dans le cadre de cette étude, sur l'aspect théorique du fonctionnement du 6520 et 6522 mais nous nous attacherons plutôt aux applications pratiques, chose qui ne devrait pas être pour vous déplaire. Tous les exemples qui seront décrits dans ce qui suit seront basés sur la carte Micro 02 de manière à ce que vous puissiez les expérimenter «in situ».

Le PIA 6520

Le circuit 6520 est un PIA ce qui signifie «Peripheral Interface Adapter» ou, en français approximatif, «Circuit d'Interfaçage périphérique». Ce composant permet de gérer deux ports d'interface parallèle, il est fabriqué par Motorola et Thomson-Efcis sous l'appellation 6821, le 6520 étant produit principalement par Mos Technology (filiale Commodore).

Le brochage du 6520 est indiqué sur la **figure 1** et nous allons examiner le rôle des diverses entrées :

— RS0/RS1 sont les entrées de sélection des registres du 6520. Elles sont généralement reliées à A0 et A1 du bus d'adresses. Le 6520 est donc considéré comme 4 emplacements-mémoire.

— CS0/CS1/$\overline{CS2}$ sont les entrées de sélection (Chip Select) du boîtier. Pour que l'on puisse accéder aux registres, il faut que CS0 et CS1 soient à l'état «1» et $\overline{CS2}$ à l'état «0».

— R/$\overline{W}$ est reliée à son homonyme de l'unité centrale et permet l'écriture ou la lecture des données.

— CLK est reliée à Phi 2 de l'unité centrale (s'il s'agit d'un 6502) et permet de cadencer les échanges.

— $\overline{RST}$ est reliée au circuit de reset du système et permet l'initialisation du PIA. Afin d'éviter tout conflit au niveau des périphériques qui y seraient reliés, les ports A et B sont positionnés en entrée lors de l'application de ce signal.

— $\overline{IRQA}$/$\overline{IRQB}$ sont les sorties activées par les commandes d'interruptions du PIA. Ces lignes peuvent être éventuellement reliées à IRQ de l'unité centrale.

— PA0/PA7 constituent le port de sortie «A» du 6520. Ces bornes peuvent être considérées soit comme des entrées soit comme des sorties.

— CA1/CA2 sont les lignes de protocole du port A. Cela signifie qu'elles peuvent contrôler les échanges sur le port A.

— PB0/PB7 : Entrées/sorties du port B à cette différence près, par rapport à PA0/PA7, que la sortance est plus élevée.

— CB1/CB2 : lignes de protocole du port B.

Nous voyons donc que le 6520 dispose de deux ports d'entrées/sorties sur 8 bits équipés chacuns de deux lignes de contrôle. Les sorties du port A sont réalisées comme l'indique la **figure 2** où l'on voit que chaque connexion retourne au + 5 V via une résistance dont la valeur est d'environ 7 KΩ. Il ne sera donc pas possible de commander de fortes charges et un circuit d'adaptation sera nécessaire. Sur cette même figure, on voit que les sorties du port B sont du type «totem-pole» ce qui implique une puissance plus élevée. Quoi qu'il en soit, les sorties des ports A et B sont à même de piloter une charge TTL standard.

L'aspect technologique ayant été examiné, abordons la partie programmation du 6520.

Le 6520 dispose de 6 registres qui sont :

Fig. 1 - Brochage du 6520.

— Un registre où seront déposées les données à lire ou à sortir sur le port A que nous nommerons IORA (Input Output Register A).
— Un registre de direction de données pour le port A qui sera appelé DDRA (Data Direction Register A).
— Un registre de commande pour le port A ou CRA (Control Register A).
— 3 autres registres identiques pour le port B qui s'appelleront donc IORB, DDRB et CRB.
Les lecteurs dotés d'un sens de l'observation aigu auront remarqué qu'il y a quelque chose qui «cloche». En effet, comment accéder à 6 registres sur 2 bits d'adresses qui, comme on le sait, ne peuvent en sélectionner que 4 ? En fait, le bit 2 de CRA ou de CRB permet de sélectionner DDRA ou IORA (DDRB ou IORB) suivant son état comme nous le verrons très bientôt. Il est inutile de dire que cela complique le travail du programmeur bêtement car il aurait été simple de supprimer une des entrées de sélection de boîtier pour en faire une entrée d'adresse et tout le monde aurait été content ! Il faut avouer que la raison de ce choix nous échappe totalement et que nous ne sommes pas les seuls dans ce cas ! Quoi qu'il en soit, le 6520 est un composant très bon marché (25 F en moyenne) et sa programmation est relativement simple. Avant d'aborder celle-ci, nous vous proposons d'examiner le tableau ci-après qui explicite l'accès aux divers registres du 6520.

RS0	RS1	bit 2 CRA	bit 2 CRB	REGISTRE
0	0	1	X	IORA
0	0	0	X	DDRA
0	1	X	X	CRA
1	0	X	1	IORB
1	0	X	0	DDRB
1	1	X	X	CRB

Pour utiliser le PIA, la première opération consiste à établir la direction des données, ce qui s'opère grâce aux registres DDRA et DDRB. Pour qu'une ligne d'un des ports A ou B soit considérée comme une entrée, il suffit de placer un «0» dans le bit correspondant du registre et un «1» pour une sortie. Dans l'exemple qui suit, les bits 0 à 4 du port A seront en entrée et les mêmes bits du port B en sortie. Rappelons pour mémoire que le bit 2 de CRA ou de CRB doit être à «0» pour accéder à DDRA ou DDRB.
Par convention et pour vous permettre d'expérimenter facilement les programmes, nous les avons écrits en assembleur 6502 et implantés à partir de $0300 en prenant comme références les adresses-système de Micro 02. Ce point mérite d'être souligné mais il est évidemment possible d'implanter les programmes aux adresses correspondant à d'autres micro-ordinateurs.

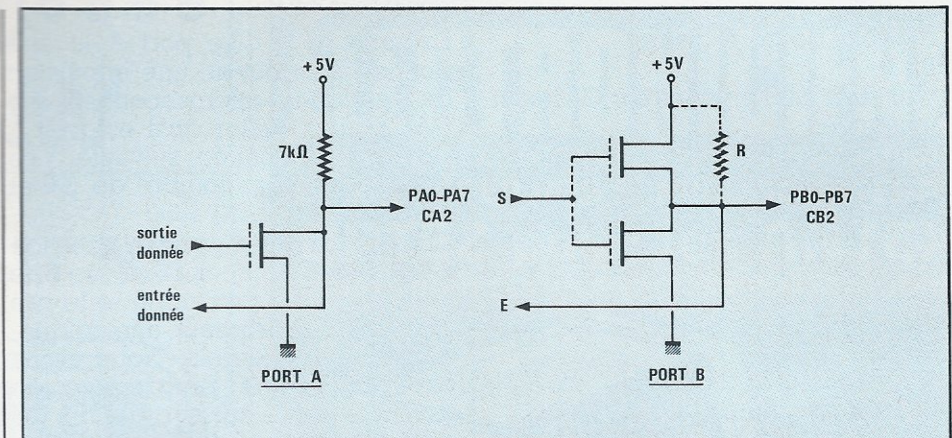


Fig. 2 - Schémas des lignes des ports A et B. La résistance R n'existe pas sur le 6520.

Initialisation du PIA 6520 :

```
0300 A9 00      LDA#%00000000    ; accès à DDRA et DDRB
0302 8D 01 60   STA CRA
0305 8D 03 60   STA CRB
0308 A9 E0      LDA#%11100000    ; PA0-PA4 en entrée
030A 8D 00 60   STA DDRA
030D A9 1F      LDA#%00011111    ; PB0-PB4 en sortie
030F 8D 02 60   STA DDRB
```

L'écriture ou la lecture des données à partir des ports A et B s'effectue très simplement en accédant aux registres IORA et IORB. Pour ce faire, il faut évidemment positionner à «1» le bit 2 de CRA/CRB. A la suite de l'exemple précédent, nous allons lire l'état des bits 0 à 4 du Port A et mettre à «1» les bits 0 et 2 du Port B.

Accès aux ports A et B :

```
0312 A9 04      LDA#%00000100    ; accès à IORA et IORB
0314 8D 01 60   STA CRA
0317 8D 03 60   STA CRB
031A AD 00 60   LDA IORA         ; lecture IORA
031D 29 1F      AND#%00011111    ; masque bits 5 à 7
031F 8D 00 08   STA $ %0800      ; Sauve port A en $800
0322 A9 05      LDA#%00000101    ; PB0 et PB2 à «1»
0324 8D 02 60   STA IORB
```

On voit ici que la manipulation des registres est finalement assez simple. La seule contrainte imposée par le 6520 provient, comme nous l'avons signalé plus haut, de l'absence d'un registre spécifique pour DDRA et DDRB puisqu'il faut à chaque changement de direction intervenir sur le bit 2 de CRA/CRB.
Maintenant que nous savons intervenir sur les registres de directions et de données du 6520, il nous reste à étudier ses possibilités d'échanges avec protocole et, pour cela, examiner le rôle de CRA et de CRB.
Dans ce qui va suivre, nous étudierons CRA, le fonctionnement de CRB étant identique. L'action sur chacun de ces registres permet de gérer les signaux appliqués sur CA1 et CA2 (CB1 et CB2). Il faut tout d'abord savoir que CA1/CB1 ne peuvent servir qu'en tant qu'entrées alors que CA2/CB2 sont bidirectionnels. Ces entrées permettent d'échanger des données avec «poignée de main» (handshaking en anglais) ou de délivrer un signal d'interruption par $\overline{IRQA}$/$\overline{IRQB}$.
Si l'on considère les 8 bits du registre CRA du tableau ci-dessous, nous

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
IRQA1	IRQA2	CA2 CONTROL			DDR	CA1 CONTROL	

pouvons énoncer le rôle de chacun des bits de ce registre :

Bit 0
= 0 : Les interruptions sur CA1 sont masquées.
= 1 : Les interruptions venant de CA1 sont validées.

Bit 1
= 0 : $\overline{IRQA}$ passe à «0» par la descente du signal sur CA1.
= 1 : $\overline{IRQA}$ passe à «0» par la montée du signal sur CA1.

Bit 2
= 0 : Sélection de DDRA.
= 1 : Sélection de IORA.

Bits 3, 4, 5
Contrôle de la ligne CA2. Si le bit 5 est à «0», CA2 est en entrée. S'il est à «1», CA2 est en sortie.

b 5	b 4	b 3	CA2 en entrée
0	X	0	Masque les interruptions venant de CA2
0	X	1	Valide les interruptions venant de CA2
0	0	1	Interruption sur descente signal de CA2
0	1	1	Interruption sur montée signal de CA2

b 5	b 4	b 3	CA2 en sortie
1	0	0	CA2 à «1» si IRQ sur CA1. CA2 passe à «0» à la lecture du port A
1	0	1	La lecture du port A met CA2 à «0» pendant un cycle d'horloge
1	1	0	Mise à «0» de CA2
1	1	1	Mise à «1» de CA2

Bit 6
Indicateur d'interruptions sur CA2. Passe à «1» lors de l'activation d'interruption sur CA2. Mis à «0» à la lecture du port A.

Bit 7
Comme bit 6 mais réagit à partir de l'entrée CA1.

Tout ce qui précède peut vous sembler un peu nébuleux aussi allons-nous vous montrer par des exemples pratiques comment on peut se servir de CA1 pour gérer les interruptions du système et de CA2 pour échanger des données avec protocole.

Exemple N° 1 : Les interruptions sont validées par la descente du signal sur CA1, le port A est en entrée :

Interruptions par l'entrée CA1 :

```
0300 A9 00        LDA#%00000000   ; accès à DDRA
0302 8D 01 60     STA CRA
0305 8D 00 60     STA DDRA        ; port A en entrée
0308 A9 05        LDA#%00000101   ; active IRQ par CA1
030A 8D 01 60     STA CRA         ; et accès à IORA
```

Le bit 0 est à «1» ce qui active les interruptions et le bit 1 à «0» ce qui les valide sur la descente du signal. La routine d'interruptions doit comporter l'instruction «LDA IORA» de manière à repositionner le flag d'IRQ.

Exemple N° 2 : Le port A lit une donnée puis envoie une impulsion de quelques microsecondes sur CA2 pour signaler qu'il est prêt à recevoir la donnée suivante. Les données sont au nombre de 100 et rangée à partir de $800 .

Un tel programme permet l'échange de données d'un périphérique vers la carte ce qui pourrait être le cas pour un convertisseur analogique-digital, par exemple. Nous avons expérimenté ce programme en reliant le port A aux sorties Q1 à Q8 d'un compteur C. MOS 4040 et en pilotant l'horloge de ce dernier par CA2.

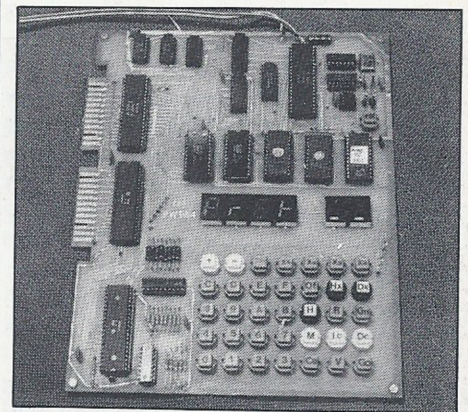
Nous pourrions multiplier les exemples d'applications du 6520 mais cela nous entraînerait trop loin surtout qu'il reste à étudier le 6522.

Echanges avec poignée de main par CA2

```
0300 A9 00          LDA#%00000000  ; accès à DDRA
0302 8D 01 60       STA CRA
0305 8D 00 60       STA DDRA       ; port A en entrée
0308 A9 3C          LDA#%00111100  ; mise à «1» de CA2
030A 8D 01 60       STA CRA        ; et accès IORA
030D A2 00          LDX#0          ; X = compteur
030F AD 00 60 Boucle LDA IORA      ; lit PORT A
0312 9D 00 08       STA $800, X    ; range donnée
0315 20 F1 F1       JSR GETKEY     ; attend appui sur touche
0318 A9 34          LDA#%00110100  ; met CA2 à «0»
031A 8D 01 60       STA CRA        ; pendant 6 microsecondes
031D A9 3C          LDA#%00111100  ; met CA2 à «1»
031F 8D 01 60       STA CRA
0322 E8             INX            ; donnée suivante
0323 E0 64          CPX#100        ; 100 données ?
0325 D0 E8          BNE BOUCLE     ; sinon suivante
0327 00             BRK            ; arrêt programme
```

Le VIA 6522

Le 6522 est ce qu'on appelle un VIA (Versatile Interface Adapter) ce que l'on pourrait traduire par «Circuit d'Interface Versatil», versatile ne signifiant pas ici «volage» mais plutôt «universel». Par rapport au 6520, il s'agit d'un circuit beaucoup plus évolué puisque, outre les deux ports d'entrées/sorties habituels, il comporte deux temporisateurs/compteurs et un registre à décalage. Le brochage de ce composant est indiqué sur la **figure 3** et nous nous bornerons à décrire les différences par rapport au 6520. Rendez-vous au numéro suivant pour cette étude.



Ph. Wallaert

CA1	CA2	RS0	RS1	RS2	RS3	$\overline{RST}$	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	CLK	CS1	$\overline{CS2}$	R/$\overline{W}$	$\overline{IRQ}$
40	39	38	37	36	35	34	33	32	31	30	29	28	27	26	25	24	23	22	21
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
⏚	PA0	PA1	PA2	PA3	PA4	PA5	PA6	PA7	PB0	PB1	PB2	PB3	PB4	PB5	PB6	PB7	CB1	CB2	VCC

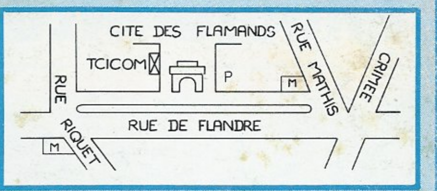
6522 VIA

Fig. 3 - Brochage du 6522.

Tcicom

TCICOM

87, rue de Flandre - Paris 19e
Tél. : 239.23.61
Métro Riquet et Crimée - Parking très facile



LINEAIRES ET DIVERS

S041P ....22,00 F
S042P ....26,00 F
TL 044 ....11,20 F
TL 071 ....14,00 F
TL 081 ....10,00 F
TL 082 ....12,00 F
TL 084 ....19,50 F
TCA 105 .....27,00 F
LM 108 A ....172,00 F
LM 110 H ....195,50 F
LM 112 H ....190,00 F
LM 118 H ....145,00 F
L 120 ....27,00 F
TBA 120 S ....11,50 F
TCA 150 ......35,40 F
LF 157 H ....110,00 F
UAA 170/180 ..29,00 F
L 200 ....18,50 F
LM 201 AD ...84,00 F
TCA 205 A ....41,00 F
LM 207 H ....58,00 F
SAJ 210 AX 7 ....
LM 211 H ....13,00 F
TBA 231 A ....14,00 F
ZNA 234 ....315,00 F
TCA 280 .....24,00 F
TAA 300 H ....NC
LM 300 H ....12,00 F
LM 301 N .....8,85 F
LM 304 H ....60,00 F
LM 305 H ....18,00 F
LM 307 H ....19,00 F
LM 307 D ....21,00 F
LM 308 H ....32,00 F
LM 308 N ....16,00 F
LM 309 K ....35,00 F
LM 310 H ...195,00 F
LM 311 H ....16,50 F
LM 311 N (8) ...8,00 F
LM 311 (14) ....6,50 F
LM 311 DM ..16,50 F
LM 312 D ....80,00 F
LM 317 K ....64,00 F
LM 318 H ....24,00 F
LM 320 K5 ...79,00 F
LM 320 K15 ..79,00 F
LM 320 K24 ..79,00 F
LM 323 K ....52,00 F
LM 324 N .....7,90 F
LM 335 H ....49,00 F
LM 337 K ....53,00 F
LM 339 N .....9,70 F
TCA 340 ....NC
LM 345 K ....52,00 F
LM349 : HA462580,00 F
TCA 350 .....60,00 F
LF 353 ....15,00 F
LF 355 N ....25,00 F
LF 356 N ....25,00 F
LF 357 N ....27,00 F
LM 358 ......11,00 F
LM 360 N ....35,00 F
LM 363 AN ..250,00 F
LM 363 N ...230,00 F
LM 377 N ....67,50 F
LM 380 N ....26,00 F
LM 381 N ....46,00 F
LM 386 N ....32,50 F
LM 387 N ....32,00 F
ZN 409 CE ...42,00 F
TDA 440 .....38,50 F
TL 440 ....31,50 F
SL 440 ....56,00 F
SL 441 ....48,00 F
TDA 470 .....22,00 F
SL 486 ....70,00 F
SL 490 ....61,00 F
TBA 540 .....27,50 F
NE 555 ....7,80 F
NE 556 ....15,00 F
NE 558 ......49,90 F
SAS 560 S ...38,00 F
SL 560 ....59,00 F
NE 564 ......41,00 F
LM 566 ......15,00 F
LM 567 ......32,80 F
SAS 570 .....32,00 F
NE 570 ......52,80 F
S 576 B ......45,00 F
SAB 600 .....57,50 F
TAA 611 CX 1 .18,00 F
TAA 611 B 12 .18,00 F
TAA 621 AX 1 .31,00 F
TCA 650 ......45,10 F
TBA 651 .....27,60 F
TAA 661 B ....32,00 F
TL 702 ....NC
LM 709 H ....39,70 F
LM 710 ......18,00 F
LM 715 HC ...49,00 F
LM 723 N .....8,80 F
LM 723 H ....18,00 F
LM 725 HC ...27,00 F
LM 733 HC ...31,50 F
LM 733 HM ..29,00 F
LM 739 ......49,00 F
LM 741 HC ...11,00 F
LM 741 (8) .....6,80 F
LM 741 (14) ....6,80 F
LM 747 N ....18,00 F
LM 747 DM ...22,00 F
LM 747 HM ...18,00 F
LM 747 Y ...142,80 F
LM 747 HC ...16,00 F
LM 748 HEC .....NC

TCA 760 B ...24,70 F
TAA 765 A ....15,40 F
TBA 790 K ...18,20 F
TBA 800 ......8,80 F
TBA 810 S .....9,90 F
TBA 810 AS ...7,90 F
TBA 820 ......8,80 F
TCA 830 S ....11,80 F
TAA 861 ......15,00 F
TCA 900 ......8,50 F
TBA 900 .....40,00 F
TCA 910 ......10,40 F
TBA 920 .....14,60 F
ML 926 ......54,00 F
ML 927 ......54,00 F
ML 928 ......77,00 F
TCA 940 ......15,00 F
TBA 950 .....22,50 F
TCA 965 .....28,95 F
TBA 970 .....55,00 F
SAA 1005 ....49,00 F
TDA 1006 A ..37,00 F
TDA 1010 A ...22,50 F
TEA 1014 .....24,75 F
TEA 1020 ....49,00 F
TDA 1022 ....28,70 F
TDA 1023 ....28,70 F
SAD 1024 ...290,00 F
TDA 1028 ....42,00 F
LM 1035 N ..120,00 F
LM 1037 ....NC
TDA 1037 .....21,00 F
TEA 1039 ....30,60 F
TDA 1040 ....NC
TDA 1041 .....16,50 F
TDA 1042 N ..30,50 F
TDA 1045 ....36,00 F
TDA 1046 ....45,00 F
TDA 1047 ....48,00 F
TDA 1054 A ..16,50 F
TDA 1059 B ..19,00 F
MC 1309 .....29,00 F
MC 1310 .....24,00 F
TDA 1420 ....NC
SL 1430 ......45,00 F
MC 1436 L9 .180,00 F
MC 1456 .....15,60 F
LM 1458 ......8,00 F
MC 1463 R ..190,00 F
MC 1469 R ..198,00 F
TEA 1510 .....21,70 F
TDA 1510 ....48,00 F
MC 1539 ....NC
MC 1558 58,50
LM 1748 .....18,80 F
LM 1830 .....46,00 F
TDA 2002 ....16,00 F
TDA 2003 ....16,50 F
ULN 2003 A ..21,00 F
ULN 2004 A ..42,00 F
TDA 2004 ....42,00 F
TDA 2006 ....27,00 F
TDA 2010 .....21,00 F
TDA 2020 ....38,00 F
TDA 2030 ....27,90 F
XR 2206 .....68,00 F
XR 2207 .....64,00 F
XR 2240 .....39,50 F
TDA 2654 S ......NC
ULM 2803 A ..59,00 F
LM 2900 ....NC
LM 2902 .....10,80 F
CA 3021 E ....42,00 F
CA 3046 E ...42,00 F
CA 3080 E ....18,00 F
CA 3081 E ....NC
CA 3052 E ....NC
CA 3086 E ....14,50 F
TMS 3120 ....NC
CA 3140 E ....28,00 F
CA 3146 E ....33,00 F
CA 3161 E ....27,00 F
CA 3162 E ....78,50 F
MC 3340 .....55,00 F
MC 3401 .....19,50 F
MC 3403 .....13,00 F
MC 3441 .....72,00 F
TDA 3501 ....85,00 F
TMS 3614 N ..32,00 F
TMS 3615 N ..33,00 F
TMS 3616 N ..35,00 F
TMS 3617 N ..38,00 F
TMS 3874 ....65,00 F
LM 3900 N ...12,20 F
UA 4136 DC ..33,00 F
HA 4625
LM 349 ..... 80,00 F
NE 5532 N ...39,90 F
NE 5533 N ...43,50 F
SL 6270 C ....65,00 F
SL 6310 C ....65,00 F
SL 6640 ......78,90 F
TDA 7000 ....43,00 F
MD 8002 .....72,40 F
SL 8003 ......76,20 F
SL 8660 ......79,00 F
SL 9935 ....NC
S 50240 ....NC
SN 76477 ....39,50 F
7805 1 A ......7,50 F
78 LO5 CP ....6,20 F
7805 CT 1 A 5 12,50 F
7805 CK 1A 5 .24,00 F
7808 1 A ......7,50 F
7812 1 A ......7,50 F
78 L12 CP .....6,20 F
7812 CT 1A5 ..12,50 F
7812 CK 1 A 5 24,00 F

7815 1 A ......7,50 F
78 L15 CP .....6,20 F
78 15 CT 1A5 .12,50 F
78 15 CK 1 A 524,00 F
7824 1A ....7,50 F
7824 CT 1 A5 .12,50 F
7905 1A ....7,70 F
79 L 05 CP ....6,90 F
7905 CT 1A 5 .15,00 F
7905 CK 1 A 5 26,50 F
7912 1A ....7,70 F
79L12 CP ......6,90 F
7912 CT 1A5 ..15,00 F
7912 CK 1A5 ..26,50 F
7915 1A ....7,70 F
79 L 15 CP ....6,90 F
7915 CT 1A5 ..15,00 F
7915 CK 1A5 ..26,50 F
7924 1A ....7,50 F

MICRO-PROCESSEURS

Z80 CPU .....40,00 F
Z80 CPUL ....47,00 F
Z80A CTC ....65,00 F
Z80A PIO ....65,00 F
Z80A SIO ...158,00 F
Z80A DMA ..220,00 F
SPO 256 AL2 185,00 F
UPD 444 .....86,00 F
ADC 803 ....195,00 F
ADC 804 .....90,00 F
TMS 1000 ....90,00 F
AY 1013 .....115,00 F
AY 1015 .....145,00 F
TMS 1122 ...127,00 F
AY 1350 .....120,00 F
MC 1408L6 ...32,00 F
MC 1408L8 ...52,00 F
MC 1488 .....17,00 F
MC 1489 .....17,00 F
WD 1771 ....345,00 F
WD 1791 ....350,00 F
WD 1793 ....395,00 F
WD 1795 ....395,00 F
CDP 1802 AC 135,00 F
CDP 1822CE ..96,00 F
CDP 1822E ..110,00 F
CDP 1823ACE199,00 F
CDP 1824 ....69,00 F
CDP 1851 ...155,00 F
CDP 1852 ....66,00 F
CDP 1853 ....63,00 F
CDP 1854 ...105,00 F
BR 1943 ....135,00 F
TMM 2016 ...128,00 F
ER 2051 .....105,00 F
SY 2114P .....32,00 F
MB 2114L ....35,00 F
UPD 2115L ...90,00 F
UPD 2115A-2L .90,00 F
UPD 2128 ...128,00 F
AY 2513 .....138,00 F
AM 2708L ...125,00 F
AM 2716M ....59,00 F
TMS 2716
3Tensions ....45,00 F
AM 2732-35 ..97,00 F
HM 2764 ....180,00 F
HM 2764-4 ..130,00 F
UPD 3214 ....NC
MC 3242 ....135,00 F
ER 3400 ....139,00 F
MC 3423 .....15,00 F
MC 3470 ....110,00 F
AY 3600 PRO 140,00 F
UPD 4016 P25128,00 F
TMS 4033 ....90,00 F
TMS 4043 ....90,00 F
TMS 4116P ...28,00 F
TMS 4116L ...32,00 F
UPD 4164-15 ..58,00 F
UPD 4416-15 .148,00 F
MK 4516-15 ...58,00 F
COM 5016 ...225,00 F
CRT 5027 ...390,00 F
M 5516 ......145,00 F
IM 5624 ....NC
MSM 5832 ...110,00 F
HM 6116-5 ...128,00 F
HM 6116 PL2 140,00 F
Z 6132 ......305,00 F
HM 6147-P ..144,00 F
HM 6264-15 ..570,00 F
MMI 6301 .....51,00 F
MMI 6309 ....80,00 F
MMI 6335 IJ .115,00 F
MMI 6336 IJ .105,00 F
MMI 63S81 ..150,00 F
IN 6402 .....125,00 F
SY 6502 .....105,00 F
SY 6502A ...120,00 F
SY 6520 ......95,00 F
SY 6522 .....105,00 F
SY 6522A ....115,00 F
SY 6532 .....115,00 F
SY 6532A ...139,00 F
SY 6551 .....115,00 F
MCM 6674 ..130,00 F
MC 6800 .....52,00 F
MC 6801 L1 .235,00 F
MC 6802 P ...55,00 F
MC 6808 P ...60,00 F
MC 6809 P ..105,00 F
MC 6809 EP .185,00 F
MC 68A09 P .115,00 F
MC 68B09 P .145,00 F
MC 68B09 EP245,00 F

MC 6810 P ...29,50 F
MC 68A10 L ..37,00 F
MC 6821 P ...27,00 F
MC 68A21 P ..36,00 F
MC 68B21 P ..43,00 F
MC 6840 .....92,00 F
MC 68A40 P ..98,00 F
MC 68B40 P .106,00 F
MC 6844 L ..144,00 F
MC 6845 P ..115,00 F
MC 6847 P ..132,00 F
MC 6850 P ...32,00 F
MC 68A50 P ..39,00 F
MC 68B50 P ..43,00 F
MC 6852 P ...60,00 F
MC 6860 P ..190,00 F
MC 6875 L ..145,00 F
MC [illegible]
MC 6890 L ...[illegible]
ICL 7104-16 ..450,00 F
ICL 7213 ....169,00 F
ICM 7216 ....360,00 F
ICM 7217 ....195,00 F
ICM 7224 ...225,00 F
MH 7611 .....51,00 F
MI 7621-5 ....NC
MI 7640-5 ....NC
MI 7643-5 ....NC
AM 7910 ...[illegible],00 F
Z 8001 .....[illegible],00 F
UPD 8035 ...115,00 F
UPD [illegible] 137,00 F
ICL [illegible]
ICL [illegible]
[illegible] NC
[illegible]
[illegible] 77,00 F
[illegible] 95,00 F
[illegible] AHC 127,00 F
IN [illegible] ....NC
IN 8088 .....175,00 F
AY 8116 .....195,[illegible]
AM 8115 P [illegible]
AM [illegible]
AM [illegible]
IN 8212 [illegible]
UPD 8214 [illegible]
UPD 8214 L [illegible]
UPB 8216 P [illegible]
UPB 8216 L ..6[illegible]
AM 8224 P ...68,[illegible]
UPB 8226 P ..90,00 F
UPB 8228 P ..88,40 F
ICL 8238 L ......NC
IN 8243 P ...143,00 F
UPD 8251 P .156,00 F
AM 8253 P ..125,00 F
AM 8253-5 ...140,00 F
IN 8255A-5 ..125,00 F
UPD 8257 ...108,00 F
UPD 8259 ...102,00 F
UPD 8279 ...125,00 F
UPB 8284 ....60,00 F
UPB 8286 ....85,00 F
UPB 8288 ...137,00 F
Z 8671 ......700,00 F
IN 8741 .....390,00 F
IN 8748 .....445,00 F
IN 8755 .....345,00 F
NS 8867 ....NC
AY 8910 .....125,00 F
AY 8912 .....125,00 F
EF 9364 .....115,00 F
EF 9365 ....390,00 F
EF 9366 ....320,00 F
EF 9367 ....490,00 F
TMS 9901 ...139,00 F
TMS 9902 ...190,00 F
TMS 9927 ...275,00 F
TMS 9929 ...290,00 F
MC 14411 ...175,00 F
MC 14412 ...261,00 F
AM 27128-4 ..340,00 F
UPD 41256-15 390,00 F
NS 58174 ...247,00 F
MC 68000L8 .490,00 F
MC 68000L10 590,00 F
MC 68488 ...190,00 F
MC 68701 ...509,00 F
MC 68705LP3490,00 F
MC 146805E .255,00 F
MC 146818 ..170,00 F

COMPOSANTS JAPONAIS

AN 214 ......35,00 F
AN 240 ......92,50 F
AN 313 U ....70,00 F
AN 318 .....140,00 F
AN 612 ......97,80 F
AN 7145 ....108,00 F
AN 7218 .....66,00 F
BA 301 ......42,00 F
BA 311 ....42,00 F
BA 313 ....34,00 F
BA 511 ....56,00 F
BA 521 ......37,00 F
BA 532 ......47,00 F
HA 1156 .....53,00 F
HA 1306 W ...79,00 F
HA 1366 W ...43,00 F
HA 1366 WR ..46,00 F
HA 1367 .....92,00 F
HA 1368 .....47,00 F
HA 1377 .....96,00 F
HA 1388 ....190,00 F
HA 1389 .....89,00 F
HA 1392 .....60,00 F

HA 1398 ....105,00 F
HA 11226 ....121,00 F
HA 11227 ....85,00 F
HA 11244 ....70,00 F
HA 12016 ....60,00 F
HA 12412 ....125,00 F
LA 1201 ......30,00 F
LA 1210 ......48,00 F
LA 3210 ......34,00 F
LA 3300 .....49,00 F
LA 3350 .....59,00 F
LA 3361 ......65,00 F
LA 4100 ......26,00 F
LA 4102 ......27,00 F
LA 4400 .....59,00 F
LA 4420 ......51,00 F
LA 4422 .....46,00 F
LA 4430 .....40,00 F
LA 4460 .....88,00 F
LA 4461 ......88,00 F
LB 1416 ....
MB 3705 .....54,00 F
MB 3712 .....54,00 F
MB 3756 .....84,50 F
M 51513 L ....46,00 F
M 51515 BL ...71,00 F
M 51517 L ....88,00 F
PLL 02 A ....113,00 F
2 SA 495 ......7,00 F
2 SA 659 .....15,00 F
2 SA 679 ....102,00 F
2 SA 734 .....12,00 F
2 SA 777 .....27,00 F

TA 7223 P ....89,00 F
TA 7225 P ...128,00 F
TA 7226 P ...112,00 F
TA 7227 P ....84,00 F
TA 7229 P ...108,00 F
TA 7230 ......92,00 F
TA 7313 AP ...31,00 F
TA 7317 ......46,00 F
TA 7614 ......48,00 F
TA 7621 P ...142,00 F
TA 7622 .....151,00 F

TTL DIVERS

N8T26 ....28,00 F
N8T28 ....28,00 F
N8T97 ....22,50 F
TBP 24SA10 ..60,00 F
TBP 24S10 ...57,00 F
TBP 18S030 ..49,00 F
TBP 18SA030 .51,00 F
TBP 18SA46 ..60,00 F
25LS2518 .....68,00 F
25LS2538 ....59,50 F
26LS31 ......49,00 F
26LS32 ......49,00 F
TBP 28L22 ...80,00 F
SN 74C00 .....7,50 F
SN 74C02 .....7,50 F
SN 74C04 .....7,50 F
SN 74C08 .....7,50 F
SN 74C14 ....12,20 F
SN 74C32 ....14,50 F

PROMOTION DU MOIS

4164	58,00 F
Z 80 A CPU militaire	67,00 F
Z 80 CPU militaire	47,00 F
68705 LP3	490,00 F
41256 RAM D 256 K	390,00 F

2 SA 872 .....13,00 F
2 SA 1015 .....9,00 F
2 SB 471 .....58,00 F
2 SC 373 ......8,00 F
2 SC 517 .....70,00 F
2 SC 536E 2A ..9,00 F
2 SC 536 F ...12,00 F
2 SC 710 ......8,00 F
2 SC 789 .....39,00 F
2 SC 930 E ...12,00 F
2 SC 945 ......8,00 F
2 SC 1098 ....36,00 F
2 SC 1213 ....12,00 F
2 SC 1306 ....27,00 F
2 SC 1307 ....58,00 F
2 SC 1384 ....13,00 F
2 SC 1413 ....90,00 F
2 SC 1775 .....7,00 F
2 SC 1817 ....85,00 F
2 SC 1909 ....24,00 F
2 SC 1945 ....92,00 F
2 SC 1957 ....13,00 F
2 SC 1969 ....58,00 F
2 SC 1971 ...140,00 F
2 SC 2028 ....27,00 F
2 SC 2029 ....50,00 F
2 SC 2166 ....32,00 F
2 SC 2314 ....27,00 F
2 SD 234 .....41,00 F
2 SD 325 .....27,00 F
2 SD 355 .....16,00 F
2 SD 439 E ...37,00 F
2 SD 439 F ...37,00 F
2 SD 880 .....22,00 F
SK 30 ....13,00 F
SK 34 ....19,50 F
SK 61 ....
UPC 575 C2 ..37,00 F
UPC 1026 ....53,00 F
UPC 1030 ....87,00 F
UPC 1032 ....33,00 F
UPC 1156 H ..44,00 F
UPC 1161 ....56,60 F
UPC 1181 H ..38,00 F
UPC 1182 H ..36,00 F
UPC 1185 H ..90,00 F
UPC 1186 H ..47,00 F
UPC 12 30 H .92,00 F
UPC 1350 ....65,00 F
STK 0039 ...148,00 F
STK 040 ....279,00 F
STK 043 ....302,00 F
STK 084 ....475,00 F
STK 435 ....142,00 F
STK 437 ....250,00 F
STK 441 ....265,20 F
STK 459 ....265,00 F
STK 463 ....229,00 F
STK 465 ....260,00 F
STK 3042 ...204,80 F
TA 7120 P ....36,00 F
TA 7122 BP ...39,00 F
TA 7129 AP ...45,00 F
TA 7137 P ....45,00 F
TA 7139 P ....40,00 F
TA 7204 P ....40,00 F
TA 7205 P ....35,00 F
TA 7208 ......40,00 F
TA 7215 P ....75,00 F
TA 7217 AP ...39,00 F
TA 7222 AP ...49,00 F

SN 74C74 ....18,50 F
SN 74C85 ....19,00 F
SN 74C93 ....17,00 F
SN 74C221 ...27,00 F
SN 74C922 ...90,00 F
SN 74C923 ...90,00 F
SN 74C926 ...85,00 F
SN 74C928 ...80,00 F
SN 74H74 ....13,00 F
SN 74L121 .....9,50 F
SN 74S02 .....8,00 F
SN 74S03 .....7,00 F
SN 74S11 .....9,00 F
SN 74S20 ....12,00 F
SN 74S32 ....18,20 F
SN 74S51 .....9,30 F
SN 74S74 ....16,50 F
SN 74S86 ....22,00 F
SN 74S124 ...29,20 F
SN 74S138 ...18,00 F
SN 74S139 ...13,50 F
SN 74S151 ...27,00 F
SN 74S153 ...24,00 F
SN 74S157 ...18,00 F
SN 74S158 ...13,50 F
SN 74S161 ....51,00 F
SN 74S163 ...51,00 F
SN 74S168 ...66,40 F
SN 74S174 ...24,00 F
SN 74S175 ...26,00 F
SN 74S195 ...34,00 F
SN 74S240 ...29,00 F
SN 74S241 ...26,00 F
SN 74S251 ...29,50 F
SN 74S258 ...26,50 F
SN 74S299 ...59,50 F
SN 74S374 ...31,00 F
DP 8304 .....59,40 F
F 9368 ....54,00 F
F 81LS95 .....27,00 F
F 81LS97 .....33,20 F
F 81LS98 .....51,00 F
SN 75150 ....26,00 F
SN 75152 ....42,00 F
SN 75154 ....37,00 F
SN 75182 .....18,00 F
SN 75322 ....51,00 F
SN 75361 ....44,00 F

OPTO + DIVERS

MCT 06 ......23,50 F
BTW 34 ......24,00 F
BP 104 ......26,00 F
TIL 111 ....13,20 F
TIL 116 ....16,20 F
TIL 118 ......22,50 F
6N 136 ....72,00 F
MCT 276 .....25,00 F
LD 271 ....4,50 F
TIL 302 ......95,00 F
TIL 303 ......95,00 F
TIL 305 .....149,00 F
TIL 311 ......135,00 F
TIL 312 ......26,00 F
TIL 313 ......26,00 F
TIL 322 ......32,00 F
HD 1077 .....46,00 F
DL 1416 .....290,00 F
MOC 3020 ....27,00 F

LDR P.M. ......12,00 F
LDR G.M. .....18,00 F
LED ⌀ 5 mm :
Rouge ....1,60 F
Verte ....2,10 F
Jaune ....2,10 F
Réseaux DIL ..8,00 F
Réseaux SIL ...6,00 F
Résistance 1/2 et 1/4
Par 10 pcs ...0,20 F
Résis. variable .2,10 F
Condo céramique
1 PF à 100 nF 1,00 F
Condo multicouches
10 NF à 100 nF 1,90 F
Condo variable 3,80 F
Buzzer 12 V ..13,50 F

QUARTZ

32 768 ...43,00 F
1 000 000 ...58,00 F
1 008 000 ...51,00 F
1 843 200 ...50,00 F
2 000 000 ...49,00 F
2 097 152 ...47,00 F
2 457 000 ...47,00 F
2 500 000 ...47,00 F
3 000 000 ...43,00 F
3 276 800 ...48,00 F
3 579 454 ...48,00 F
3 686 400 ...49,00 F
4 000 000 ...45,00 F
4 194 304 ...43,00 F
4 433 618 ...45,00 F
4 915 200 ...47,00 F
5 000 000 ...43,00 F
5 068 800 ...46,00 F
5 185 000 ...44,00 F
5 585 000 ...43,00 F
5 714 300 ...49,00 F
6 000 000 ...42,00 F
6 144 000 ...42,00 F
6 400 000 ...41,00 F
6 553 600 ...42,00 F
7 000 000 ...48,00 F
8 000 000 ...48,00 F
8 830 000 ...48,00 F
9 830 400 ...45,00 F
10 000 000 ...47,00 F
10 738 635 ...43,00 F
11 000 000 ...42,00 F
12 000 000 ...41,00 F
12 096 000 ...41,00 F
13 516 800 ...47,00 F
14 318 180 ...52,00 F
15 000 000 ...45,00 F
16 000 000 ...44,00 F
18 000 000 ...42,00 F
18 432 000 ...43,00 F
19 354 000 ...47,00 F
19 660 000 ...47,00 F
20 000 000 ...48,00 F
22 118 400 ...42,00 F
23 400 000 ...45,00 F
23 684 000 ...47,00 F
24 000 000 ...46,00 F
27 000 000 ...44,00 F
32 768 000 ...43,00 F
36 000 000 ...47,00 F
48 000 000 ...44,00 F
175 000 000 ...41,00 F

Autres références, nous consulter au 239.23.61

DIVERS

1N 4004 ....1,20 F
1N 4007 ....1,30 F
1N 4148 ....0,60 F
BB 105B ......5,10 F
BY 251 ....2,80 F
BY 253 ....2,90 F
BY 254 ....3,00 F
PONT 1A ......4,50 F
PONT 1,5A ....5,50 F
PONT 10A ....25,00 F
PONT 25A ...35,00 F
PONT 5A .....19,00 F
Zener 1/2W ....1,50 F
Zener programmable
2,7 V à 37 V
µ A 431 ......28,00 F
BA 111 ....5,70 F

TRANSISTORS

BC 109 ....3,70 F
BC 140 ....4,70 F
BC 141 ....4,40 F
BC 147 ....3,20 F
BC 160-10 .....6,00 F
BC 172 ....1,80 F
BC 181 ....2,40 F
BC 182 ....2,00 F
BC 184 ....2,80 F
BC 212 ....2,80 F
BC 212L ......3,40 F
BC 237 ....2,00 F
BC 239 ....2,10 F

BC 308 ....2,00 F
BC 317 ....2,00 F
BC 318 ....2,10 F
BC 327 ....2,10 F
BC 328 ....2,20 F
BC 337 ....2,10 F
BC 338 ....2,00 F
BC 413 ....6,60 F
BC 517 ....8,80 F
BC 547C ......2,00 F
BC 549B ......2,10 F
BC 550 ....2,20 F
BC 556 ....2,10 F
BC 557 ....2,20 F
BC 558 ....2,00 F
BD 135 ....3,60 F
BD 136 ....4,70 F
BD 232 ......15,70 F
BD 234 ....5,70 F
BD 241C ......7,20 F
BD 242C ......6,50 F
BD 243 ....6,20 F
BD 244 ....6,20 F
BD 535 ....6,20 F
BD 536 ....9,90 F
BD 897 ......21,40 F
BD 898 ......19,70 F
BDX 18 ......20,00 F
BDX 33 ......19,00 F
BDX 62 ......22,00 F
BDX 63 ......26,00 F
BF 115 ....5,90 F
BF 167 ....3,90 F
BF 173 ....3,90 F
BF 244 ....11,50 F
BF 245 ....4,90 F
BF 256C .....12,00 F
BF 494 ....1,90 F
BU 800 ......27,00 F
BUX 37 ......44,00 F
MPSA 06 ......3,50 F
MPSA 13 ......6,20 F
MPSA 14 ......6,20 F
MPSA 18 ......6,20 F
MPSU 51 .....18,00 F
TIP 30 ....7,60 F
TIP 31 ....7,70 F
TIP 34 ....28,20 F
TIP 2955 ......9,70 F
TIP 3055 .....12,00 F
TRIAC 6A .....6,00 F
TRIAC 8A ....12,00 F
TRIAC 12A ...14,50 F
TRIAC 15A ...18,00 F
THYR 8A ......9,70 F
BTW 27R .....23,40 F
DIAC 32 V .....2,50 F

CONNECTIQUE

DIL à sertir
16 broches ...16,50 F
24 broches ...22,00 F
40 broches ...32,00 F
Fil en nappe 26 cds
le mètre .....19,00 F
HE 902, 2 × 17
à sertir ......56,60 F
HE 902 2 × 25
à souder .....49,00 F
HE 902, 2 × 31
à souder .....52,00 F
HE 902, 2 × 31,
mâle ....58,00 F
HE 902, 2 × 43
wrapper ......58,00 F
DB 25
Femelle ......39,00 F
Femelle 90° ..48,00 F
Mâle ....48,00 F
Capot ....13,00 F
DIP Switch 4 .22,00 F
DIP Switch 6 .24,00 F
DIP Switch 8 .28,00 F
Relais Européen ....
....25,00 F à 45,00 F
Relais DIL 5 V 25,00 F
Relais DIL 12 V
.............25,00 F

RADIATEURS

1 TO3 25/40 ..13,60 F
2 TO3 75 .....18,40 F
2 TO3 30/57 ..56,00 F
1 TO220 ML7 ..2,00 F
1 TO220 ML26 .3,20 F
1 TO220 ML9 ..4,60 F
Kit-isol ....3,50 F

COMPATIBLE APPLE

DRIVE 5"1/4 Half size

48 TPI
40 pistes
~~2050F~~
1790F
Capacité 143 Ko sous DOS 3,3

CARTES DISPONIBLES

PROMO – 10 %

circuit imprimé sans composant

MERE bi-processeurs Z80/6502	600,00 F
Carte RS232	190,00 F
Carte 6809	190,00 F
Carte Z80	180,00 F
Carte 16 K	180,00 F
Carte 128 K	180,00 F
Carte 80 colonnes	180,00 F
Interface // EPSON	180,00 F
Disk II	160,00 F
Programmation EPROM 2716, 2732, 2764	180,00 F

CLAVIER COMPATIBLE APPLE

CLAVIER + PUPITRE	1190,00 F
CLAVIER SEUL	990,00 F
PUPITRE SEUL	230,00 F

Clavier 65 touches. Code ASCII 7 bits. Alimentation 5 V/100 mA + 2 Enables + Parités + Break.

DRIVES

5"1/4
6128, 48 TPI, DF-DD
500 Ko, slim line ...... ~~2125 F~~ **2090 F**
6138, 96 TPI, DF-DD
1 MO ...... ~~2525 F~~ **2490 F**

8" EXCEPTIONNEL
Documentation sur demande
PRIX UNIQUE ...... ~~3990 F~~
Quantité limitée **2990 F**

IMPRIMANTES



TCI 80
80 colonnes condensées expansées 120 cps.
Bi-directionnelle aiguilles matricielles.

Livré sortie //	3990 F
Option série 9600 bauds	868 F
Connexion minitel copie écran	1268 F
Option graphisme	185 F
CENTRONIC'S 779	5140 F

MONITEURS COULEUR



PROMOTION

Moniteur 31 cm BP 15 MHz, résolution 380 × 350, prise péritel avec son et prise DIN 8 broches, entrée RVB, pied orientable.

2990F

AUTRES REFERENCES DISPONIBLES EN STOCK CONSULTEZ NOUS

VENTE PAR CORRESPONDANCE

Nous expédions dans toute la France et à l'étranger vos commandes **DANS LA JOURNÉE MÊME** sauf en cas de rupture de stock

PAR CORRESPONDANCE COMPTER 30 F DE PORT - ASSURANCE ET EMBALLAGE. Par contre-remboursement : 50% à la commande + 40 F (port, etc.). Pour l'étranger contre-remboursement 50 F timbres (coupons internationaux). Nos prix sont donnés à titre indicatif TVA de 18,6 comprise et peuvent varier à la hausse ou à la baisse.

JOB